Sped. in abb. postale - Gruppo II

1954

RADIOTECNICA teorica e pratica

L. 200

44

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI

radiotecnica *televisione*

EDITORE
M. De Pirro

DIRETTORI
G. Termini e P. Soati

SEDE
Via privata Bitonto, 5
Milano

LABORATORIO
Via Lario, 73
Monza

PUBBLICITA'
telef. 684.129
Milano

CONTO CORRENTE POSTALE
3/11092 - « radiotecnica »

« radiotecnica-televisione »
esce mensilmente a Milano.

Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere prenotato alla nostra Amministrazione inviando L. 170.

ABBONAMENTI
3 fascicoli L. 540 + 20 i.g.e.
6 fascicoli L. 950 + 20 i.g.e.
12 fascicoli L. 1900 + 40 i.g.e.

ESTERO
12 fascicoli L. 3000 + 60 i.g.e.

Gli abbonamenti possono decorrere da qualsiasi numero.

★

OFFERTE SPECIALI

Dal n. 3 al n. 48 (tutti gli arretrati, più abbonamento a tutto Dicembre 1954) . . .	**L. 5.500**
Dal n. 17 al n. 48 (cioè dall'inizio del corso di Televisione al 31 Dicembre 1954)	**» 3.600**
Abbonamento annuale più 6 arretrati a scelta	**» 2.500**
Abbonamento semestrale più 6 arretrati a scelta . . .	**» 1.600**
Un fascicolo arretrato . . .	**» 220**
Sei fascicoli arretrati . . .	**» 970**
Tre fascicoli arretrati . . .	**» 550**
Un fascicolo contro assegno	**» 230**

Per i versamenti si prega servirsi del CONTO CORRENTE POSTALE 3/11092 intestato a RADIOTECNICA.

ABBONATEVI a
"radiotecnica-televisione„

Direttore Responsabile
G. TERMINI

✶

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072

✶

Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

SOMMARIO

N. 44 - 1954

INDICE DEGLI INSERZIONISTI

La Direzione di "radiotecnica-televisione„ prende parte al grave dolore dell'Egr. Sig. Dott. Ing. Domenico Avidano per la morte del Padre

RAG. DOTT. FIORELLO AVIDANO

Cav. Uff. SS. Maurizio e Lazzaro, Comm. al merito della Repubblica, Ispettore Superiore Poste a riposo.

CORSO DI MISURE RADIOELETTRICHE

Dott. Ing. Domenico Avidano — Direttore della Scuola di telecomunicazioni presso l'Istituto professionale di Stato "L. Settembrini" di Milano

42. Misura della potenza degli apparecchi radio.

L'unità di misura della potenza è il watt, che corrisponde alla potenza spesa per far circolare in un conduttore, ai cui capi esiste la differenza di potenziale di 1 volt, la corrente di 1 ampere. Ciò può essere espresso dalla relazione

$$P = VI$$

quando in essa si ponga V=1 volt ed I=1 ampere: si avrà evidentemente P=1 watt.

Le potenze in gioco negli apparecchi radio sono generalmente molto piccole, da frazioni di watt fino ad un massimo di circa un centinaio di watt; solo negli impianti di trasmissione si usano talvolta potenze assai grandi, di migliaia di watt ed anche più. Pertanto oltre al watt (simbolo W) si usa frequentemente il milliwatt (mW), che corrisponde ad 1/1000 di watt, ed eccezionalmente il microwatt (μW), che corrisponde ad 1/1000000 di watt.

Misure di potenza in corrente continua non sono però molto frequenti nel controllo degli apparecchi radio, in quanto non ha mai molta importanza pratica il determinare con esattezza la potenza assorbita da una valvola o da un circuito o dall'intero apparecchio: in genere infatti in un apparecchio radio è sufficiente la misura delle tensioni o delle correnti in gioco per conoscere con grande esattezza le condizioni di funzionamento dell'apparecchio o di un elemento di esso.

Possono tuttavia presentarsi dei casi nei quali è necessario determinare quale è la potenza effettivamente dissipata in un determinato circuito od in un suo componente: così ad esempio quando si deve controllare se le condizioni pratiche di funzionamento di un apparecchio corrispondono realmente ai dati di progetto, oppure quando occorre determinare se l'eccessivo riscaldamento di una valvola o di un resistore è dovuto ad anormali condizioni di funzionamento od invece ad un eventuale difetto di costruzione.

A seconda degli strumenti impiegati, la misura della potenza può essere eseguita in modi diversi:

a) *con voltmetro ed amperometro*: è questo il metodo classico, molto usato specialmente nel campo industriale, in quanto consente una grande precisione e può essere applicato in ogni circostanza e con circuiti di qualsiasi genere, senza che sia necessario conoscere a priori le caratteristiche;

b) *con amperometro in serie*, più semplice del precedente, in quanto richiede l'impiego di un solo strumento, ma applicabile solo a circuiti dei quali si conosca con esattezza la resistenza totale;

c) *con voltmetro in parallelo*, equivalente al metodo con amperometro in serie, ma più comodo e rapido in quanto non richiede l'apertura del circuito in esame per l'inserzione dell'amperometro.

Non si è considerato l'impiego del wattmetro perchè, come si è già detto a suo tempo a proposito degli strumenti elettrodinamici, si tratta di uno strumento a consumo troppo elevato per il campo radiotecnico; comunque, qualora le potenze in gioco siano sufficientemente elevate da consigliare l'impiego, la misura può essere ricondotta al metodo con voltmetro ed amperometro, considerando come voltmetro la bobina voltmetrica e come amperometro la bobina amperometrica dello strumento.

Eesamineremo ora dettagliatamente i tre metodi sopra enunciati, mettendo in evidenza per ognuno di essi il modo di impiego e gli accorgimenti necessari per evitare gli errori che possono essere causati dalla presenza degli strumenti e che nella maggior parte dei casi, data l'esiguità delle potenze in gioco, non possono essere trascurati.

43. Metodo del voltmetro e dell'amperometro.

La misura viene effettuata realizzando uno dei due circuiti di fig. 43, in modo da poter effettuare contemporaneamente la misura della tensione applicata al circuito, rappresentato per semplicità da un carico R generico, e dalla corrente che circola in esso. Nel primo caso (fig. 43 a) il voltmetro è inserito fra la sorgente di f.e.m E e l'amperometro, per cui, mentre quest'ultimo indica la corrente effettiva che circola nel carico R, il voltmetro indica la tensione totale esistente ai capi del complesso formato dal carico R e dall'amperometro di resistenza interna Ri in serie fra loro, anzichè la tensione effettiva esistente ai capi della sola R.

Con questa disposizione, che è quella già vista al par. 26 e che viene denominata con *voltmetro a monte*, la tensione effettiva Vr esisente ai capi di R si ottiene sottraendo dal valore V indicato dal voltmetro la caduta di tensione Va=Ri.I provocata dalla resistenza interna dello strumento al passaggio della corrente I. Si avrà quindi

$$Vr = V - Va = V - Ri.I$$

e la potenza effettiva dissipata nel carico R sarà

$$P = Vr.I = VI - RiI^2$$

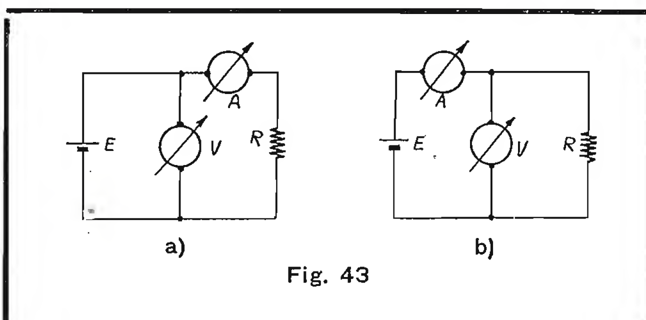


Fig. 43

L'esame di questa espressione ci porta a rionoscere che la potenza effettiva dissipata in R differisce da quella VI indicata dagli strumenti della quantità RiI^2, che non è altro che la potenza dissipata nella resistenza interna Ri dell'amperometro; questo termine potrà essere trascurato quando la resistenza interna Ri sia trascurabile in confronto ad R ed in questo caso la potenza P si può identificare, senza errore apprezzabile, con il prodotto VI delle indicazioni degli strumenti.

Nel caso della fig. 43 b il voltmetro è inserito fra l'amperometro ed il carico R, per cui, mentre il valore V letto sul voltmetro indica l'effettiva differenza di potenziale esistente ai capi di R, l'amperometro indica la somma della corrente Ir che circola nella R e della corrente Iv che circola nel voltmetro.

Con questa disposizione, denominata, come si è già visto, con *voltmetro a valle*, la corrente Ir si ottiene sottraendo dal valore I indicato dall'amperometro la corrente Iv=V/Ri, dove Ri è la resistenza interna del voltmetro. Si ha quindi

$$Ir = I - Iv = I - \frac{V}{Ri}$$

e la potenza effettiva dissipata nel carico R sarà

$$P = Ir.V = VI - \frac{V^2}{Ri}$$

Come già nel caso della fig. 43 a, l'esame di questa espressione ci porta a riconoscere che la potenza effettiva P differisce dal prodotto VI delle indicazioni degli strumenti per il termine V^2/Ri che non è altro che la potenza dissipata nella resistenza interna del voltmetro; questo termine potrà essere trascurato quando la resistenza interna Ri sia molto elevata in confronto ad R, quando cioè lo strumento sia ad alta sensibilità, con un valore ohm/volt non inferiore a 1000. In questo caso la potenza P si può identificare, senza errore apprezzabile, con il prodotto VI delle letture degli strumenti.

Entrambi questi sistemi, fra loro perfettamente equivalenti, consentono una buona precisione e sono pertanto molto usati nel campo industriale per tutte le misure di potenza in corrente continua; nel campo radiotecnico, tranne casi particolari, sono invece poco impiegati, sia per la scarsa importanza pratica che presentano le misure di potenza, sia perchè richiedono, per l'esecuzione della misura, l'apertura del circuito in un punto onde permettere l'inserzione dell'amperometro.

44. Metodo dell'amperometro in serie.

Quando la resistenza totale del circuito in esame è conosciuta con esattezza, la misura della potenza in esso dissipata può essere effettuata per mezzo della legge di Joule

$$P=RI^2$$

con la semplice misura dell'intensità della corrente che lo percorre nelle normali condizioni di funzionamento.

Ciò può essere effettuato con il circuito di fig. 44, derivato da quello di fig. 43 con l'esclusione del voltmetro; naturalmente l'amperometro deve avere resistenza interna trascurabile, in modo che la sua inserzione non alteri le caratteristiche di funzionamento del circuito in esame. Questo, la cui resistenza totale R è nota, è indicato semplicemente con un generico carico R percorso dalla corrente totale I.

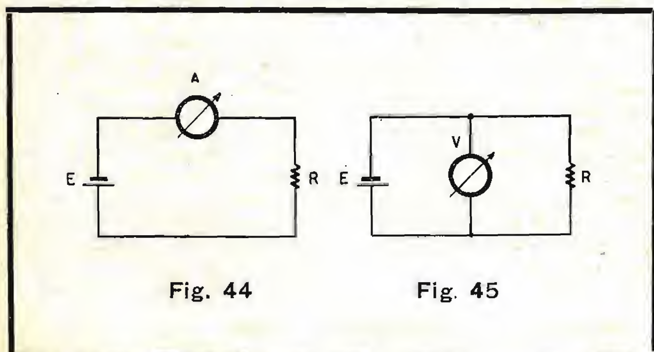


Fig. 44 Fig. 45

Supponiamo ad esempio di voler controllare la potenza dissipata in un resistore da 1500 ohm, della portata nominale di 4 watt, che riscalda eccessivamente, in modo da determinare se l'inconveniente è imputabile ad un difetto di costruzione del resistore stesso oppure ad anormali condizioni di funzionamento per cui esso sia percorso da una corrente eccessiva.

Sia uguale a 0,05 A l'indicazione dell'amperometro: applicando la legge di Joule si avrà immediatamente

$$P=RI^2=1500.0{,}05^2=1500.0{,}0025=3{,}75\ W$$

cioè una potenza dissipata inferiore a quella nominale; quindi il riscaldamento eccessivo del resistore è senz'altro da imputarsi ad un difetto di fabbricazione, per cui è consigliabile la sua sostituzione con un altro più efficiente.

Questo metodo è usato talvolta nel controllo di elementi di apparecchi radio, quando se ne conosce con sufficiente precisione il valore resistivo; esso però richiede come il precedente l'interruzione del circuito per inserire l'ameprometro, per cui in genere ad esso si preferisce il metodo perfettamente equivalente con *voltmetro in parallelo.*

45. Metodo del voltmetro in parallelo.

Questo metodo, come risulta dalla fig. 45, identica alla fig. 43 con la sola esclusione dell'amperometro, è basato sulla misura della differenza di potenziale V esistente ai capi di un circuito od elemento di circuito la cui resistenza totale R è conosciuta con esattezza; se la resistenza interna del voltmetro è molto elevata in confronto ad R, in modo che la sua inserzione in parallelo ad R non alteri sensibilmente le caratteristiche di funzionamento, la potenza dissipata in R potrà essere calcolata con l'espressione seguente

$$P=VI=V\frac{V}{R}=\frac{V^2}{R}$$

Supponiamo di voler controllare con questo metodo lo stesso resistore da 1500 ohm già visto nel caso precedente; se la corrente nel circuito è rimasta invariata, vale a dire 0,05 A, il voltmetro indicherà una tensione

$$V=RI=1500\times0{,}05=75\ \text{volt}$$

ed in conseguenza si avrà la potenza dissipata in R

$$P=\frac{V^2}{R}=\frac{75^2}{1500}=3{,}75\ \text{watt}$$

cioè ancora lo stesso valore già trovato in precedenza. Ciò conferma che i due metodi, come si è detto, sono sostanzialmente equivalenti; quello con voltmetro in parallelo offre però il vantaggio di non richiedere l'apertura del circuito per l'esecuzione della misura ed è quindi generalmente preferito a quello con amperometro in serie, anzi, data la sua praticità, è quello più generalmente impiegato nel campo radiotecnico, non solo per le misure in corrente continua, ma, come vedremo, anche per le misure in corrente alternata, quando il circuito in esame è di natura resistiva o può essere sostituito con un equivalente carico puramente ohmico.

Misure in corrente alternata a bassa frequenza

Cap. I - Misura della corrente

46. Classificazione delle misure in corrente alternata.

Due sono le cause principali che concorrono a rendere molto difficili e delicate le misure in corrente alternata nel campo radiotecnico: la prima è l'intensità delle correnti in gioco che, ad eccezione di impianti di notevole potenza (trasmettitori), è generalmente molto debole, dell'ordine dei milliampere e più spesso ancora dei microampere o di frazioni di microampere; la seconda è la frequenza di dette correnti che è quasi sempre molto elevata, di milioni ed anche di decine di milioni di cicli al secondo.

Escluso naturalmente, salvo pochi casi particolari, l'impiego dei normali strumenti per correnti alternate di tipo industriale (elettrodinamici od elettromagnetici a ferro mobile), che richiedono per funzionare una intensità di corrente piuttosto elevata difficilmente disponibile nei circuiti in esame, sarebbe necessario poter disporre, per l'esecuzione delle misure, di strumenti ad elevatissima sensibilità ed a consumo praticamente nullo, in grado cioè di funzionare senza assorbire o quasi corrente dal circuito in esame, ed al tempo stesso in grado di fornire indicazioni che restino costanti a qualsiasi frequenza.

Purtroppo strumenti con simili caratteristiche non sono praticamente realizzabili, per cui è necessario o ricorrere a compromessi ed adattarsi pertanto a misure entro un campo piuttosto ristretto, oppure ricorrere a circuiti e sistemi anche molto complessi in modo da poter superare con opportuni accorgimenti le numerose ed inevitabili difficoltà che si presentano.

Si hanno quindi, a seconda che si adottino delle soluzioni parziali, limitate cioè ad un campo piuttosto ristretto, o delle soluzioni totali, che consentano misure senza limitazione o quasi di intensità o di frequenza, due classi fondamentali di misure, e precisamente:

a) *misure a bassa frequenza,* realizzabili con sistemi abbastanza semplici ed economici, ma che sono applicabili soltanto quando le correnti non sono eccessivamente deboli ed a frequenza non troppo elevata, al disotto dei 100000 cicli al secondo;

b) *misure ad alta frequenza od a radiofrequenza,* che richiedono sistemi in genere abbastanza complessi e talvolta anche costosi, ma che sono applicabili anche a correnti estremamente deboli e soprattutto a frequenze anche elevatissime.

Le misure a bassa frequenza vengono effettuate nella maggior parte dei casi applicando la corrente alternata in esame ad un raddrizzatore ad ossido metallico (ossido di rame od ossido di selenio), che provvede a trasformare la corrente alternata in corrente unidirezionale che può quindi essere misurata con uno strumento a bobina mobile. Se lo strumento, oltre che della normale scala di corrente continua, è dotato anche di una scala in corrente alternata, la misura viene così ridotta ad una normale misura in corrente continua, il che permette di impiegare strumenti con portata di 1 mA ed anche di 100 μA con i quali si possono eseguire misure di correnti dell'ordine di qualche μA. Questa è la soluzione normalmente adottata nei *tester* od analizzatori universali in quanto molto semplice ed economica, e pur con le limitazioni sopra indicate consente un buon numero di misure utilissime nei controlli di massima sui radio apparati.

Le misure in alta frequenza vengono invece effettuate generalmente ricorrendo ad apparecchi piuttosto complessi nei quali le correnti in esame vengono prima amplificate convenientemente in modo da renderle di intensità sufficiente per effettuare le misure, poi raddrizzate in modo da renderle unidirezionali ed infine applicate ad uno strumento a bobina mobile. Questa è la soluzione adottata nei *voltmetri a valvola,* che consentono misure di correnti anche debolissime, in quanto praticamente non assorbono corrente dai circuiti in esame, e con alcune varianti in numerosi altri apparecchi dei quali ci occuperemo a suo tempo.

In questa seconda parte del nostro « *Corso* » ci occuperemo soltanto delle misure a bassa frequenza, vale a dire della misura di correnti, tensioni, potenze nel campo delle correnti non eccessivamente deboli ed a frequenza non troppo elevata, nonchè delle misure di induttanze, resistenze e capacità con ponti in alternata alimentati a bassa frequenza.

47. Raddrizzatori a secco.

Applichiamo agli estremi A e B di un conduttore di resistenza R una differenza di potenziale V in modo che l'estre-

mo A si trovi ad un potenziale minore dell'estremo B (fig. 46): si avrà nel conduttore un movimento di elettroni diretto da A verso B, cioè da sinistra verso destra.

Senza variare il valore assoluto, invertiamo ora il segno della differenza di potenziale V, in modo che l'estremo A venga a trovarsi ad un potenziale maggiore dell'estremo B (fig. 46): si avrà una inversione del movimento degli elettroni, che si dirigeranno ora da B verso A, cioè da destra verso sinistra.

La quantità di elettroni in movimento, vale a dire l'intensità della corrente I che percorre il conduttore, è identica nei due casi, e precisamente

$$I = \frac{V}{R}$$

in quanto sia V che R restano costanti qualunque sia il senso della corrente.

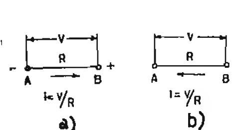


Fig. 46

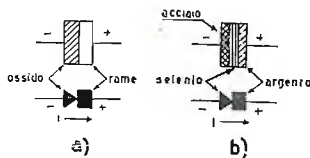


Fig. 47

Esistono però dei materiali, denominati *semiconduttori*, i quali presentano al passaggio della corrente una resistenza diversa a seconda del senso della corrnte stessa: mentre in un senso la corrente può circolare senza incontrare una resistenza eccessiva. in quanto gli elettroni possono muoversi in quel senso con una relativa facilità, nel senso opposto la corrente incontra una resistenza elevatissima, quasi infinita, in quanto gli elettroni non possono muoversi o quasi essendo trattenuti energicamente dai nuclei degli atomi dei quali fanno parte. E' evidente che applicando a semiconduttori una corrente alternata, il cui segno varia periodicamente, si avrà un passaggio di corrente soltanto durante una semionda, mentre nella semionda successiva il semiconduttore rappresenterà per la corrente uno sbarramento pressochè insormontabile; in questo modo la corrente ottenuta sarà sempre diretta nello stesso senso, vale a dire sarà una corrente unidirezionale e potrà quindi essere applicata ad uno strumento a bobina mobile, ad esempio ad un milliamperometro a corrente continua.

Esistono numerosi tipi di semiconduttori, sia liquidi che solidi; quelli normalmente impiegati come raddrizzatori per strumenti di misura sono di tipo metallico e sono pertanto denominati raddrizzatori a secco per distinguerli da quelli a liquido.

I primi ad essere impiegati, intorno al 1930, sono stati quelli ad ossido di rame, costituiti da un sottile strato di ossido di rame depositato su una piastra di rame elettrolitico; l'*effetto valvolare*, cioè la conducibilità in un solo senso, si verifica nella superficie di contatto fra ossido e rame, per cui è consentito il passaggio della corrente solo nel senso dall'ossido al rame, mentre nel senso opposto la corrente incontra una resistenza elevatissima; l'ossido rappresenta quindi il lato a potenziale più basso, vale a dire il lato negativo, mentre il rame rappresenta il lato a potenziale più elevato, vale a dire il positivo (fig. 47 a).

In un secondo tempo cominciarono ad affermarsi i raddrizzatori al selenio, che in questi ultimi anni si sono sempre più largamente diffusi in ogni campo dell'elettrotecnica: sono costituiti da una piastra di acciaio sulla quale è depositato un sottile strato di selenio cristallino grigio a sua volta ricoperto da una leggerissima argentatura: l'effetto valvolare si verifica nella superficie di contatto fra selenio ed argento, per cui è consentito il passaggio della corrente solo nel senso dal selenio all'argento e non viceversa; la piastra di acciaio sulla quale è deposto il selenio rappresenta quindi il lato a potenziale minore o negativo, mentre lo strato di argento rappresenta il lato a potenziale maggiore o positivo.

Naturalmente la capacità di opporsi al passaggio della corrente nel senso contrario a quello normale non è illimitata, ma è possibile soltanto fino a che la differenza di potenziale che si crea fra le armature durante le semionde negative, e che viene detta *tensione inversa*, in quanto tende a far circolare la corrente in senso inverso a quello normale, è inferiore ad una tensione limite, detta *tensione di sbarramento*, oltre la quale avviene la distruzione della zona di contatto sede dell'effetto valvolare ed il raddrizzatore diventa inutilizzabile. Mentre nei raddrizzatori ad ossido di rame la tensione di sbarramento è di poso superiore ai 2 volt, in quelli al selenio è normalmente di 18-20 volt e può giungere con costruzioni accurate anche al di sopra dei 30 volt.

Ciò spiega la maggior diffusione avuta nel campo industriale dai raddrizzatori al selenio; per quanto riguarda gli strumenti di misura, dato che le differenze di potenziale applicate al raddrizzatore sono generalmente piccolissime, di 1 millivolt o poco più, i due tipi si equivalgono e vengono quindi usati indifferentemente. Poichè tutte le altre caratteristiche di funzionamento e di impiego sono pressochq identiche, parleremo d'ora innanzi gnericamente di raddrizzatori a secco, in quanto tutte le considerazioni che svolgeremo si possono applicare indifferentemente sia all'uno che all'altro tipo di raddrizatore.

Il carico ammissibile, a temperatura normale, varia da 0,3 a 0,4 mA/mm° e quindi sono sufficienti pochi millimetri quadrati di superficie delle piastre per un raddrizzatore adatto ad uno strumento da mA: si possono pertanto realizzare dei raddrizzatori di ingombro, peso e costo ridottissimo e di durata pressochè illimitata data l'assenza di parti mobili, di liquidi, di contatti soggetti a deteriorarsi con l'uso; l'unico accorgimento da osservare è di non sottoporli a tensioni superiori a quella di sbarramento od a sovraccarichi di lunga durata che portino ad un eccessivo riscaldamento: infatti una temperatura delle piastre superiore a 70° C. provoca la distruzione della zona di contatto sede dell'effetto valvolare.

48. Montaggio dei raddrizzatori a secco.

Il sistema più semplice per il collegamento di un raddrizzatore ad uno strumento di misura è quello indicato in fig. 48 a denominato *a semionda*, in cui il raddrizzatore è montato in serie allo strumento: si tratta però di un montaggio poco consigliabile, perchè consente il raddrizzamento di una sola semionda, il che richiede l'impiego di strumenti con equipaggio mobile assai pesante e quindi poco sensibile per evitare pulsazioni della lancetta che renderebbero difficile e poco attendibile l'esecuzione della lettura. La corrente che circola nello strumento è pulsante unidirezionale ed ha l'aspetto indicato in fig. 48 in basso a sinistra.

Un altro sistema è quello illustrato in fig. 48 b, denominato *a presa centrale*, costituito da due elementi a semionda 1 e 2 montati in opposizione di fase: durante un semiperiodo la corrente passa attraverso l'elemento 1, lo strumento e la resistenza r_2 (freccie a tratto pieno); nel semiperiodo successivo la corrente passa attraverso l'elemento 2, lo strumento e la resistenza r_1 (freccie a tratto). La corrente, che ha l'andamento rappresentato in fig. 48 in basso al centro, circola nello strumento sempre nello stesso senso durante entrambi i semiperiodi, per cui la deviazione della lancetta sarà proporzionale al valore medio della corrente alternata in esame.

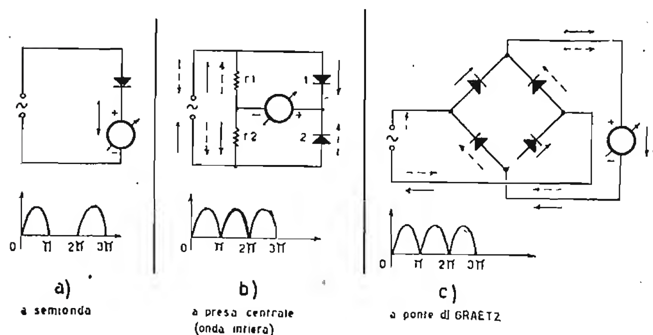


Fig. 48

E' da tener presente che bisogna evitare assolutamente di inserire il raddrizzatore sul circuito a corrente alternata senza lo strumento: infatti mentre un elemento è sollecitato a tensione nel senso di conduzione, l'altro è sollecitato a tensione nel senso di sbarramento, per cui ad ogni semiperiodo i due elementi si trovano alternativamente soggetti all'intera tensione di linea, e se questa è superiore alla tensione di sbarramento il raddrizzatore viene immediatamente reso inservibile.

Un terzo sistema, che è quello più largamente impiegato, denominato *a ponte di Graetz* o più brevemente *a ponte*, è illustrato in fig. 48 c, ed è costituito da 4 elementi a semionda collegati in modo che due soli di essi vengano percorsi da corrente durante ogni semiperiodo: così in un semiperiodo la corrente passa attraverso l'elemento 1, lo strumento e l'elemento 3 (freccie a tratto pieno).

(*Continua*)

INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI

G. Termini

Transricevitore con commutazione vocale.

G. Termini — Laboratorio di « Radiotecnica - Televisione »

Il problema di passare automaticamente dalla trasmissione alla ricezione e viceversa, può essere risolto in due modi diversi a seconda se il sistema di commutazione ricorre, oppure no, ad uno o più relè. Nel primo caso i relè destinati ad effettuare tale commutazione sono comandati dalla corrente a frequenza acustica, adeguatamente amplificata, provocata dal microfono. Nel secondo caso si adopera tale corrente per realizzare una commutazione elettronica.

La commutazione elettromeccanica, del tipo cioè con relè, appare oggi senz'altro superata dalla commutazione elettronica in quanto la prontezza e la simultaneità del funzionamento sono legate all'inerzia del sistema di commutazione stesso, che è ovviamente nulla nel caso che esso sia affidato agli elettroni.

Una prima soluzione di questo problema può essere vista nella fig. 1 in cui si riporta lo schema di un radiotelefono per comunicazioni ambientali. Si hanno in esso due tubi, alimentatore escluso) e quattro stadi, vale a dire: 1) il generatore autoeccitato con controllo piezoelettrico (*pentodo* T1), 2) l'amplificatore della tensione fornita dal microfono (*triodo* T1), 3) il modulatore (pentodo T2) e, 4) il rivelatore per corrente di griglia con reazione (triodo T2), la cui uscita è ovviamente connessa agli auricolari telefonici.

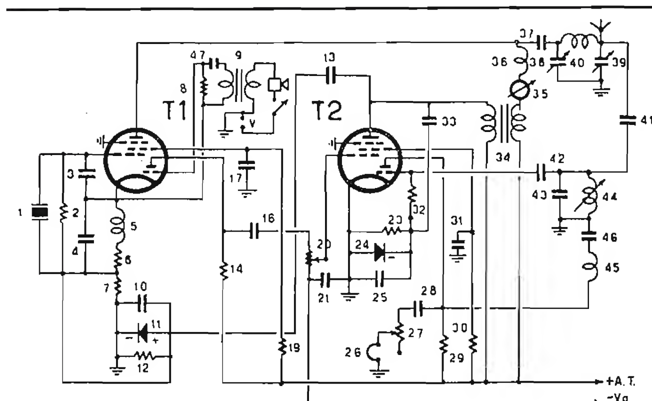


Fig. 1

T1, T2 - ECL80; **1** - cristallo di quarzo; **2** - 50 K-ohm, ½ W; **3** - 25 pF; **4** - 40 pF; **5** - 2,5 mH; **6** - 100 ohm, 1 W; **7** - 1500 ohm, 1 W; **8** - 10 M-ohm, ¼ W; **9** - trasformatore per microfono a carbone, rapporto 1 : 30; **10** - 50.000 pF; **11** - diodo al germanio OA51; **12** - 0,7 M-ohm, ¼ W; **14** - 0,1 M-ohm, ¼ W; **16** - 20.000 pF; **17** - 10.000 pF; **19** - 20 K-ohm, 1 W; **20** - 1 M-ohm; **21** - 0,1 micro-F; **23** - 1,5 M-ohm; **24** - OA51; **25** - 20.000 pF; **26** - auricolari; **27** - 30 K-ohm; **28** - 50.000 pF; **29** - 0,1 M-ohm; **30** - 10 K-ohm; **31** - 4 micro-F; **32** - 0 5 M-ohm; **33** - 10.000 pF; **34** - trasformatore di modulazione; **35** - portata 50 mA; **36** - 2,5 H; **37** - 1500 pF; **38, 39** - 350 pF; **41** - 50 pF; **42** - 250 pF; **43** - 150 pF (accordo ricevitore); **45** - bobina di reazione; **46** - 50÷100 pF.

Il sistema di commutazione riguarda il generatore autoeccitato ed il rivelatore del ricevitore e può essere spiegato come segue. In assenza della modulante, la griglia di controllo del pentodo T1 è portata ad un valore molto prossimo a quello d'interdizione per cui viene a mancare la corrente persistente determinante la frequenza portante di trasmissione. In qusto caso è parimenti nulla la tensione di comando del pentodo T2 ed è quindi nulla la tensione di polarizzazione del triodo T2 fornita dal diodo al germanio 24 che è accoppiato alla placca del pentodo T2 per tramite del condensatore 33. Da qui la rivelazione per corrente di griglia della tensione-segnale che si stabilisce ai capi dei circuito oscillatorio 43,44, accoppiato per capacità (41) all'antenna. La tensione a frequenza acustica che si stabilisce nel circuito di griglia del triodo è applicata all'auricolare telefonico mediante il regolatore di volume 27, il condensatore di accoppiamento 28 ed il resistore di carico 29. La componente a frequenza portante della corrente anodica perviene invece alla bobina di reazione 45 accoppiata per mutua induzione al circuito oscillatorio. Segue un effetto retroattivo, determinato quantitativamente dalla capacità del condenstaore 46 e dal coefficiente di accoppiamento fra le due bobine 44 e 45, con il quale si ottiene di aumentare la sensibilità e la selettività del ricevitore.

Quando invece si trasmette, la tensione a frequenza acustica fornita dal microfono è amplificata dal triodo T1 ed è fatta pervenire alla griglia di comando del pentodo T2 che ha per carico anodico il trasformatore di modulazione 34. Dall'anodo di questo tubo si ricavano inoltre due tensioni. La prima perviene al diodo 11 per tramite del condensatore 13 ed è adoperata per togliere dall'interdizione il pentodo del tubo T1. La seconda tensione è applicata al diodo 24 e serve per portare all'interdizione il triodo del tubo T2, destinato esclusivamente alla rivelazione del segnale incidente.

La disposizione consente pertanto di realizzare la commutazione elettronica prevista purchè si ricorra, si noti bene, ad un microfono ad alta sensibilità, quale appunto, per esempio il tipo a carbone riportato nello schema. La tensione di eccitazione *V* può essere ottenuta tanto con due elementi di pile a secco connessi in serie (3 V) quanto per tramite di un raddrizzatore al selenio seguito da un filtro di livellamento. Occorre considerare in ogni caso che la trasformazione acustico-elettrica si accompagna ad un rumore di fondo (fruscìo) che cresce con il crescere dell'intensità della corrente erogata dal generatore *V*. Oltre a ciò la massima intensità della corrente ammissibile, normalmente compresa fra 5 mA e 20 mA nei microfoni ad un solo bottone e fra 10 mA e 40 mA in quelli a doppio bottone, non può superare appunto, in ogni caso, per ragioni di sicurezza, i 20 mA per bottone.

Per quanto riguarda il funzionamento in dettaglio dei diversi stadi, si osserva quanto segue. Il rifornimento di energia necessario a mantenere in vibrazione il quarzo (1) avviene per mezzo di un ripartitore capacitivo (condensatori 3 e 4) connesso con il catodo). La tensione di polarizzazione del triodo T1 è ottenuta per tramite del resistore 8 da 10 M-ohm. Il potenziometro 20 serve a variare l'ampiezza della tensione di eccitazione del pentodo T2, per cui si ottiene di regolare con esso la profondità di modulazione dell'onda portante. Questo potenziometro può essere per altro sostituito in sede di collaudo con un resistore fisso, ricercandone il valore sia con l'esame oscillografico dell'onda di trasmissione, sia anche controllando semplicemente con un ricevitore l'intelligibilità del segnale trasmesso. Altrettanto può dirsi per l'accoppiamento retroattivo fra la griglia e la placca del triodo T2 che può essere regolato una volta per sempre in sede di collaudo, ma solo però nel caso che non si preveda di variare la frequenza di accordo del circuito oscillatorio. Altrettanto può dirsi per lo strumento 35 connesso in serie alla placca del pentodo T1. Con esso si effettua l'accordo del circuito di carico del trasmettitore rappresentato dal filtro *Collins* con il quale si va dall'anodo all'antenna. Premesso che si è parlato diverse volte su queste pagine del filtro Collins particolarmente utile nel caso che non si possa o non si voglia dimensionare l'antenna in relazione alla frequenza portante di trasmissione, appare evidente che lo strumento in questione può essere omesso nel caso che tale frequenza sia esclusivamente stabilita in sede di collaudo.

Una variante infine alla disposizione dello schema, per altro ovvia, dimostratasi necessaria sia con altri tipi di tubo, sia con altri tipi di microfoni (per esempio, a nastro ed a cristallo) riguarda l'uso di uno stadio amplificatore della tensione a frequenza acustica ricavata dal triodo T1. A tale scopo, in una seconda realizzazione si è apportata la variante della fig. 2 in cui si è anche adoperato un diodo del tubo EBC41 per avere la tensione *Vg* di polarizzazione del pentodo T2.

Commutazione vocale con tubo a gas.

G. Termini — Laboratorio di « Radiotecnica - Televisione »

Il problema della commutazione automatica dalla ricezione alla trasmissione e viceversa, può essere anche risolto con vantaggio nel modo precisato dalla fig. 3. La tensione di alimentazione della griglia schermo del pentodo T1, vale a dire del generatore pilota che è in questo caso del tipo senza controllo piezoelettrico, è applicata per tramite del tubo a gas 7, connesso in serie al resistore 8 di carico del triodo di sinistra del tubo T2. Il triodo di destra di questo tubo amplifica la tensione a frequenza acustica ricavata dal microfono 17 e fornisce alla griglia del triodo di sinistra la tensione addizionale di polarizzazione raddrizzata dal diodo 20. Quando manca la modulonte, ossia quando si riceve, la tensione di polarizzazione del triodo di sinistra è unicamente determina-

ta dal resistore 13 in serie al catodo ed è volutamente molto piccola. E' pertanto importante, in tal caso, l'intensità della corrente anodica ed è quindi elevata la caduta di tensione che si stabilisce ai capi del resistore di carico 8. In conseguenza risulta nulla la tensione di alimentazione della griglia scher-

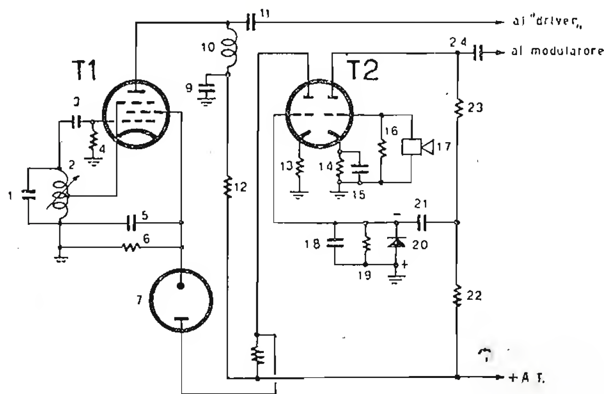


Fig. 2

T1 - EL41; **T2** - ECC40; **1, 2** - circuito di accordo del V.F.O.; **3** - 100 pF; **4** - 50 K-ohm, ½ W; **5** - 5000 pF; **6** - 25 K-ohm, ½ W; **7** - 85A2; **8** - 55 K-ohm, ½ W; **9** - 5000 pF; **10** - impedenza di carico; **11** - 100 Fp; **12** - 500 ohm, 1 W; **13** - 500 ohm; **14** - 1,5 K-ohm; **15** - 25 micro-F 30 V; **16** - 1 M-ohm; **17** - microfono a cristallo; **18** - 50.000 pF; **19** - 0,3 M-ohm; **20** - OA51; **21** - 50.000 pF; **22** - 0,1 M-ohm; **23** - 50 K-ohm; **24** - 10.000 pF.

mo del pentodo T1 in quanto la tensione applicata al tubo a gas e che è connesso in serie al circuito stesso della griglia schermo, è insufficiente a provocarne l'ionizzazione. Ciò significa, in altre parole, che quando non avviene l'ionizzazione del gas, il tubo 7 presenta una resistenza interna talmente elevata da rappresentare un'interruzione nel circuito di alimentazione della griglia schermo. La resistenza in questione è invece molto bassa quando si verifica tale ionizzazione ossia, in definitiva, quando diminuisce l'intensità della corrente anodica del triodo di sinistra. Ciò ha luogo infatti quando si parla per effetto della tensione di polarizzazione fornita dal diodo 21 che è connesso all'uscita del triodo T2 per tramite del condensatore di accoppiamento 21. La corrente persistente fornita dal generatore pilota (pentodo T1) che è quindi nulla quando è nulla la tensione di alimentazione della griglia schermo è pertanto presente quando si parla, ossia quando si vuole trasmettere.

Una soluzione del genere, particolarmente molto semplice, si richiama però a due questioni. La prima riguarda il tipo di microfono che dev'essere ovviamente ad alta sensibilità se si vuole adoperare un solo stadio amplificatore. Diversamente occorre far seguire al triodo T2 un altro stadio, così come del resto si è detto nel caso della fig. 1. La seconda questione si riferisce agli schemi delle figg. 1 e 3 ed all'annessa variante e considera la costante di tempo del rivelatore necessariamente elevata, per evitare la commutazione durante il parlato, più precisamente nell'intervallo tra una parola e l'altra.

Merita ora osservare che il sistema del tubo a gas in serie al circuito di alimentazione della griglia schermo, può essere anche adoperato per impedire il funzionamento del ricevitore. E' sufficiente infatti collegare il tubo a gas in serie al resistore di carico di un tubo mantenuto all'interdizione quando si riceve e pertanto con la griglia connessa al catodo (+) anzichè all'anodo (—) del diodo raddrizzatore al quale è applicata la tensione a frequenza acustica.

Alimentatori per oscillografi a raggi catodici.

G. Termini — Laboratorio di « Radiotecnica - Televisione »

Per l'alimentazione dei tubi adoperati negli oscillografi e pertanto con schermo di diametro compreso fra 50 mm e 100 mm. circa, si richiede anche una tensione particolarmente elevata (500-900 V) destinata, più precisamente, al secondo anodo del cannone elettronico.

Ciò è fatto, usualmente, sommando la tensione di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo degli altri tubi con la tensione ricavata da un raddrizzatore a mezz'onda alimentato da un avvolgimento autotrasformatorico in serie ad uno dei due semiavvolgimenti per l'A.T. del trasformatore di alimentazione. Una disposizione del genere ha però diversi inconvenienti, specie per quanto riguarda il trasformatore stesso di alimentazione. Esso risulta infatti alquanto ingombrante e di non facile fabbricazione per l'isolamento, molto accurato, che occorre realizzare fra il secondario di cui sopra e gli altri avvolgimenti, nonchè fra tale secondario ed il nucleo. Più conveniente quindi la soluzione che qui si riporta (fig. 4) e che adopera il bidiodo EB41 per raddoppiare l'A.T. di alimentazione degli anodi del tubo T1.

Il funzionamento del tubo T2, che segue la disposizione detta di *Greinacher*, è così spiegato. I due diodi di esso sono collegati in parallelo al secondario per l'A.T. del trasformatore di linea mediante i condensatori 2 e 3. Poichè però un conduttore della tensione alternata è connesso al catodo di un diodo ed all'anodo dell'altro diodo, si ricavano dai condensatori 4 e 5 due tensioni rispettivamente di segno positivo e di segno negativo rispetto all'altro conduttore della tensione alternata. I due condensatori, in serie tra loro, sono seguiti da un filtro passa basso (resistore 6 e condensatore 7), ai cui capi è pertanto applicata una tensione uguale alla somma delle due tensioni di cui sopra. Da qui appunto la duplicazione prevista.

Il catodo di un circuito del genere è svolto considerando un semplice raddrizzatore a mezz'onda connesso alla metà del carico realmente applicato ai capi del condensatore 7. Questi è in effetti percorso dalla corrente I_0 erogata da ciascun diodo, ma risulta avere ai capi la tensione $2V_0$ anzichè la tensione V_0 di un solo diodo. Occorre comunque osservare che non è possibile considerare nel calcolo le condizioni di funzionamento realmente incontrate in pratica, per cui, dovendo necessariamente procedere ad un calcolo di orientamento si possono anche accettare alcune semplificazioni. Tra queste si ammette normalmente: *a*) che la tensione a c.a. sia effettivamente sinusoidale, *b*) che la caratteristica statica Ia, Va del tubo sia una retta, e che quindi risulti costante la resistenza interna *Ri* di esso, *c*) che la capacità del condensatore d'ingresso del filtro (4 e 5 in questo caso) sia sufficientemente elevata da poter considerare costante la capacità ai capi di esso. Se ora si esprime con V_0 la tensione che si ha, per esempio, ai capi del condensatore 4, appare evidente che il diodo è conduttore durante una sola frazione della semialternanza positiva, più precisamente nel solo intervallo di tempo in cui questa tensione risulta maggiore di V_0. Di qui la possibilità di esprimere il rapporto Vo/Vi (essendo *Vi* il valore massimo della tensione alternativa) in funzione della corrente. Nel caso che si ritengano verificate le condizioni di cui sopra, si ha Vo/Vi=0,8 per cui, se è Vi=450 V, (ciò corrisponde ad un valore efficace di 330 V), risulta.

Vo=0,8 Vi=0,8.450=360 V.

Ciò significa che per effetto della duplicazione si ottiene in tal caso una tensione di 360.2=720 V.

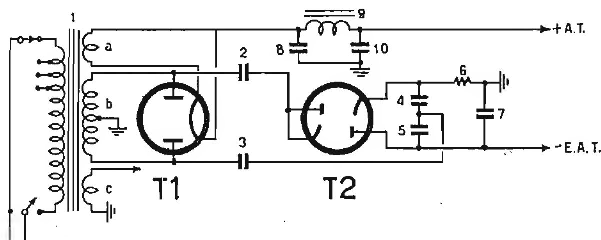


Fig. 3

Infine, per quanto riguarda le condizioni di funzionamento del tubo T2, si osserva che i valori limiti di esso sono rappresentati: *a*) dall'intensità media della corrente che può essere erogata, *b*) dal valore della tensione invertita, *c*) dalla tensione massima ammissibile fra il filamento ed il catodo. Di tali valori può essere senz'altro trascurato quello dell'intensità della corrente richiesta dal carico, usualmente di qualche diecina di micro-A e pertanto leggermente inferiore al valore previsto dal costruttore del tubo (9 mA). Altrettanto può essere fatto per la tensione fra il filamento ed il catodo purchè non si connetta però a massa un estremo del filamento stesso. E' invece necessario conoscere il valore massimo della tensione invertita, vale a dire della tensione fornita dal trasformatore e che si somma durante la semialternanza negativa di essa con la tensione che si ha ai capi del condensatore d'ingresso del tubo. Questa tensione che è di 420 V per il tubo prescelto dipende oltre che dal valore della tensione stessa del trasformatore, anche da quello del condensatore d'ingresso del filtro. Il valore prescelto (2 micro-F) è largamente inferiore al valore massimo previsto dal costruttore (8 micro-F) e consente di far lavorare il tubo nel modo precisato dallo schema senza andare incontro a fenomeni di scarica disruptiva. ★

CORSO di TELEVISIONE

LEZIONE XXVII

G. Termini

Per la messa a punto dell'amplificatore della tensione a frequenza video, si possono seguire tre procedimenti diversi adoperando, rispettivamente:

1) *un generatore di segnali ed un voltmetro elettronico;*
2) *un generatore di segnali modulati in frequenza, provvisto di comparatore di frequenza* (marker);
3) *un generatore di tensione rettangolare ed un oscillografo.*

Sui primi due procedimenti si è detto nel fascicolo N. 43. Si parla ora del terzo e si affronta successivamente il problema dell'allineamento degli stadi per le frequenze intermedie.

Messa a punto dell'amplificatore della tensione a frequenza video con il generatore di tensione rettangolare e con l'oscillografo.

La possibilità di conoscere la risposta dell'amplificatore della frequenza video esaminando la forma della tensione che si ricava all'uscita del tubo quando si applica all'entrata di esso una tensione rettangolare, discende dal fatto che essa rappresenta in realtà la risultante di un certo numero di componenti sinusoidali. Da qui una sufficiente precisazione sulla risposta dello stadio in relazione ad una determinata larghezza della banda passante. Oltre a ciò si ha la possibilità di conoscere il comportamento dello stadio, quando all'entrata di esso avvengono delle variazioni repentine di tensione (*risposta ai transitori*).. Per quanto riguarda la risposta rispetto alla larghezza della banda passante, merita precisare che una tensione rettangolare è costruita con un numero di armoniche non inferiore a 20 per cui, quando l'amplificatore non deforma una tensione, per esempio di 200 Kc/s, vuol dire che la risposta dell'amplificatore è da considerare lineare nell'intervallo compreso fra 200 Kc/s e 4 Mc/s (0,2.20). Altrettanto avviene ovviamente per le frequenze più basse. Con una tensione rettangolare di 10 Kc/s, la 20ª armonica è di 200 Kc/s per cui si può controllare la risposta per la banda in questione.

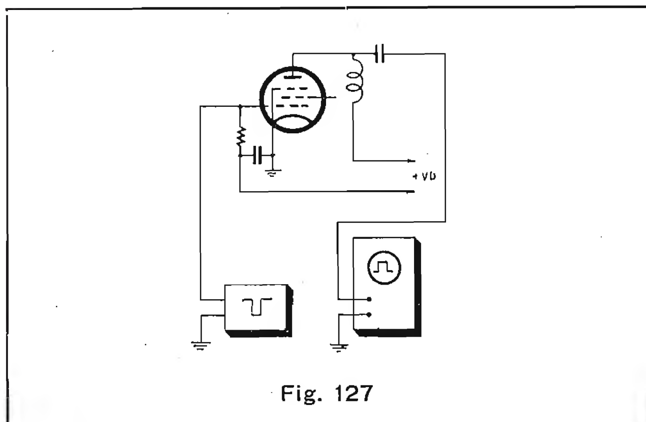


Fig. 127

L'esecuzione della prova avviene nel modo precisato dalla fig. 127, ma è bene avvertire che non si devono trascurare due avvertenze essenziali. La prima riguarda la connessione dei morsetti di uscita del generatore di tensione rettangolare che può avvenire soltanto attraverso un condensatore nel caso che si provveda per via separata alla polarizzazione del tubo. Diversamente la tensione in questione può essere cortocircuitata dal circuito stesso di uscita del generatore nel caso, molto spesso verificato, che la tensione rettangolare sia prelevata direttamente dal catodo. La seconda avvertenza riguarda la curva di risposta dell'amplificatore dell'oscillografo che deve risultare lineare entro l'intera banda delle frequenze video e pertanto compresa almeno fra 20 c/s e 4 Mc/s.

Nel caso che la linearità in questione sussista per una banda di frequenze più ristretta, è necessario andare direttamente dall'uscita dell'amplificatore in esame alle placche di deflessione dell'oscillografo, usualmente connesse ad una coppia di morsetti fissati sulle due fiancate dell'oscillografo stesso.

Le deformazioni che si possono osservare nella tensione di uscita riguardano nell'ordine:

a) l'arrotondamento dei tratti orizzontali che dimostra una resa più elevata in una regione mediamente compresa fra i due estremi della banda passante;

b) l'arrotondamento nella parte superiore del lato ascendente ed in quella inferiore del lato discendente del rettangolo; in tal caso la frequenza passante più elevata è inferiore al valore delle armoniche di ordine più elevato che si comprendono nella tensione rettangolare. L'inconveniente è normalmente eliminato modificando i valori elettrici degli elementi adoperati nei circuiti di compensazione, vale a dire normalmente regolando i nuclei di ferro delle induttanze ivi esistenti;

c) la presenza di un'oscillazione nel tratto orizzontale, conseguente all'esistenza di una frequenza di risonanza compresa entro la banda passante; ciò avviene per lo più quando le capacità proprie e mutue, palesemente eccessive, non risultano adeguatamente compensate;

d) l'effetto di differenziazione dimostrato dalla mancanza dei lati orizzontali del rettangolo e che è provocato dal valore errato (più precisamente troppo basso) della costante di tempo del circuito di griglia.

Allineamento degli stadi per la frequenza intermedia.

Tra le diverse catene di stadi che si comprendono in un televisore, quella percorsa dalle frequenze intermedie apporta un contributo essenziale al funzionamento dell'insieme in quanto ha il compito di conservare la forma di partenza a tre diversi segnali, vale a dire, alla modulante del canale video, a quella del canale audio ed agli impulsi di sincronismo. Da qui alcune particolari modalità ed avvertenze da tenere presente nel lavoro di messa a punto e che è bene far precedere da un esame delle condizioni di funzionamento di questi stadi nonchè anche da una rassegna delle diverse soluzioni adottate in pratica.

Si può osservare anzitutto che il valore della frequenza intermedia, una volta compreso intorno a 25 Mc/s è ora molto spesso fissato intorno a 43 Mc/s e che il comportamento dei tubi varia passando dalla frequenza più bassa a quella più alta. Il valore della frequenza intermedia è stabilito in base ad un compromesso fra diverse esigenze pratiche, riguardanti, più precisamente, il funzionamento del rivelatore, il valore della frequenza immagine, quello dello smorzamento del circuito d'ingresso dei tubi, la stabilità e l'interferenza con i diversi canali che possono essere ricevuti. Affinchè il funzionamento del rivelatore sia soddisfacente il valore della frequenza intermedia dev'essere molto più elevato di quello della massima frequenza modulante. Senonchè quando la frequenza intermedia è molto elevata si richiede uno smorzamento eccessivo del circuito d'ingresso e si va anche incontro facilmente a fenomeni di instabilità non accettabili. Oltre a ciò per escludere le interferenze con i diversi canali occorre che la frequenza intermedia sia inferiore alle frequenze del canale meno elevato che può essere ricevuto. Segue appunto da ciò il valore di compromesso compreso normalmente fra 15 Mc/s e 45 Mc/s.

Una seconda questione che occorre conoscere si riferisce al sistema di trasmissione del canale video che è del tipo con parziale soppressione di una delle due bande laterali. Conseguenza di ciò è che la caratteristica di frequenza degli stadi per le frequenze intermedie è distribuita intorno ad un valore medio che non coincide con quello relativo alla frequenza portante del canale video.

Per tale fatto si richiede per tale frequenza un'attenuazione di 6 dB rispetto alla frequenza media.

I circuiti di accordo di questi stadi sono realizzati con un'induttanza, variabile per mezzo di un nucleo di polvere di ferro o di rame, accordata per tramite delle capacità dei tubi e delle connessioni. Un circuito del genere è normalmente interposto fra la griglia di comando di un tubo e la placca del tubo che precede. Questa è in tal caso accoppiata alla bobina di accordo per tramite di un condensatore e riceve la tensione di alimentazione attraverso una resistenza che contribuisce ad allargare la banda passante. Essa dipende anche, più precisamente, dalla resistenza interna del tubo amplificatore e da quello d'ingresso del tubo che segue.

E' anche importante ricordare che la curva complessiva di risposta deve comprendere un tratto pressochè orizzontale di 5 Mc/s con un'attenuazione ammissibile, agli estremi, di 3 dB, pari cioè ad $1/\sqrt{2}=0{,}7079$ volte.

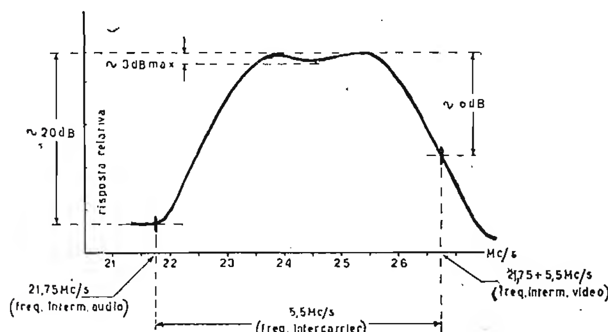
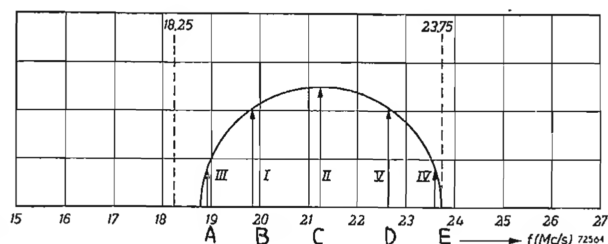


Fig. 128

Per quanto riguarda l'aspetto dei circuiti che si incontrano, in pratica, negli stadi a frequenza intermedia, si precisa che oggi si ricorre pressochè esclusivamente alla cosidetta *sintonia ripartita* (*staggered tuning*, in inglese), anzichè a filtri di banda, per alcuni notevoli vantaggi quali, l'amplificazione per stadio che risulta più elevata in conseguenza alla diminuita larghezza della banda passante, alla notevole stabilità di funzionamento ed anche, infine, per la messa a punto che risulta più agevole e che può anche effettuarsi con un generatore di segnali e con un voltmetro elettronico ricercando la massima uscita in corrispondenza della frequenza di accordo prevista. Con questo sistema i circuiti oscillanti dei diversi stadi sono accordati su frequenze diverse che occorre conoscere in sede di messa a punto e che risultano opportunamente distribuite entro l'intera estensione della banda passante. Queste frequnze sono normalmente precisate dal costruttore ma possono essere anche determinate sia per via sperimentale, sia anche per via grafica. La ricerca sperimentale è fatta adoperando il segnale del *marker* ed un generatore modulato in frequenza per ricercare la frequenza di accordo

Fig. 129 a)



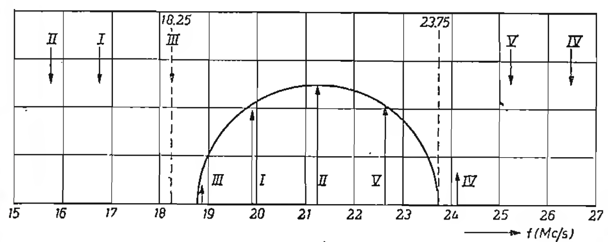


Fig. 129 b)

di ciascun circuito, quando si rileva con l'oscillografo la curva complessiva di risposta.

Quando si conosce invece la sola frequenza di conversione del canale video, si ricercano graficamente come segue, le frequenze di accordo dei diversi circuiti oscillanti (fig. 128 *a* e *b*).

1. - Si traccia un segmento orizzontale con lunghezza proporzionale alla lunghezza della banda passante per 3 dB.

2. - Si traccia il semicerchio corrispondente al segmento di cui sopra considerato come diametro e lo si suddivide in *dieci* parti uguali quando gli stadi sono in numero di *quattro* ed in *otto* parti quando si ha a che fare con *tre* stadi.

3. - Si tracciano le ordinate in corrispondenza delle parti di ordine *dispari*, considerate con numerazione successiva in senso orario a partire dal diametro.

L'intersezione di queste ordinate con il diametro del semicerchio fa conoscere le frequenze di accordo dei cinque circuiti oscillanti, mentre la lunghezza stessa delle ordinate rappresenta in scala la metà della banda affidata a ciascun circuito.

Degno di rilievo il fatto, dimostrato con le costruzioni grafiche di cui sopra, che la frequenza di conversione può anche non essere compresa tra le frequenze di accordo dei circuiti in questione e che ciò si verifica sempre quando si ha un numero dispari (3 o 5) di stadi. Oltre a ciò la banda passante attraverso ciascuno stadio assume tre valori diversi, con due coppie uguali, quando si hanno quattro stadi, mentre ha soltanto due coppie di diverso valore quando si comprendono tre stadi.

Può essere utile sapere ora che con la costruzione grafica di cui sopra si perviene anche a conoscere il Q richiesto per ciascun circuito di accordo e quindi anche il valore della resistenza di smorzamento equivalente. Si ha infatti

$$Q=F_0/B$$

avendo indicato con F_0 la frequenza di accordo e con B la larghezza della banda passante prevista, per cui risulta anche subito

$$R=Q/2\pi F_0C$$

essendo C la capacità di accordo e pertanto equivalente alle diverse capacità in giuoco. E' qui importante osservare che si è parlato e non a torto di resistenza di smorzamento equivalente in quanto il valore calcolato con la formula di cui sopra non è quello del resistore connesso in parallelo al circuito oscillante. Esso rappresenta infatti la risultante di diverse resistenze tra le quali occorre anche comprendere, come si è già accennato, la resistenza anodica e quella di griglia dei tubi.

E' anche da aggiungere che le cose risultano in pratica alquanto diverse a quanto si è precisato perchè occorre anche tener presente l'effetto dei filtri adoperati negli stadi in questione allo scopo di attenuare il canale audio (si richiede in proposito una attenuazione di 20 dB), nonchè anche, naturalmente, di sopprimere le frequenze relative ai canali adiacenti. Ciò significa che in sede di messa a punto può essere richiesto di modificare entro un intorno però molto piccolo, le frequenze di accordo di ciascun circuito ottenute per via grafica. Da qui in particolare la necessità di seguire l'allineamento osservando con l'oscillografo la forma della curva complessiva di risonanza e la distribuzione su di essa dei segnali del *marker*.

Un'altra questione che occorre conoscere quando si effettua la messa a punto degli stadi in questione riguarda la successione delle diverse frequenze di accordo che non segue in pratica la successione crescente rappresentata dal grafico. Ciò può infatti avvenire ed è giustificato da particolari esigenze pratiche, perchè la conformazione della curva complessiva di risposta è unicamente legata ai valori delle diverse frequenze di accordo e non dall'ordine con cui esse si succedono andando dal convertitore al rivelatore. Così, per esempio, nel caso che il ricevitore per il suono sia del tipo a frequenza intercarrier e che nel terzo stadio si comprenda una *trappola per il suono*, i due primi stadi devono essere accordati sulle frequenze più prossime a quella relativa al canale audio. In generale se si indicano con A, B, C, D, E, le frequenze successive di accordo di una catena di quattro stadi, ricavate per via grafica (fig. 129 a), si ha la successione che segue:

A — terzo circuito oscillante,
B — primo circuito oscillante,
C — secondo circuito oscillante,
D — quinto circuito oscillante,
E — quarto circuito oscillante,

salvo il caso, beninteso, che non sia stabilito diversamente dal costruttore.

Un'altra avvertenza molto utile in pratica si desume dalla successione in questione e riguarda le frequenze più basse di accordo che che è bene siano affidate ai primi stadi nel caso che essi siano sottoposti alla tensione addizionale di polariz-

zazione prevista per avere la regolazione automatica del contrasto. In effetti, così facendo, risultano minime le variazioni di capacità conseguenti alle variazioni di pendenza del tubo, per altro sempre presenti per quanto con un importo minore anche nel caso, come spesso avviene, che si sia messo il condensatore in parallelo al resistore di polarizzazione del tubo.

Nè può essere trascurata un'ultima questione circa l'effetto della *trappola per il suono* sulla conformazione della curva complessiva di risposta degli stadi. Si è detto e giustamente più sopra che essa ha lo scopo di attenuare la frequenza intermedia del canale audio e che l'attenuazione richiesta è di 20 dB se si vuole evitare la presenza del suono nel video (fig. 128). In realtà occorre anche aggiungere che la frequenza di accordo della trappola per il suono dev'essere stabilita in modo che la curva complessiva di risonanza comprenda un tratto pressochè orizzontale nell'intorno della frequenza intermedia audio. Infatti, se ciò non avviene, le variazioni di frequenza provocate dalla modulante del canale audio, si traducono in un'effetto di rivelazione con conseguente presenza nel video della modulante in questione.

Si può ora passare allo studio delle modalità e delle avvertenze con cui si effettua l'allineamento degli stadi in questione, tenendo presente che ci si riferisce all'uso dell'oscillografo e del generatore modulato di frequenza con *marker*, vale a dire provvisto di segnale di comparazione. Occorre osservare in proposito che con il sistema di ripartizione delle frequenze di accordo, l'allineamento può anche avvenire con un generatore normale di segnali e con un voltmetro elettronico e che, in tal caso, l'allineamento dei diversi circuiti oscillanti è dimostrato dalla massima indicazione dello strumento. In realtà questo procedimento appare non poco laborioso e non offre la possibilità, sempre molto conveniente, di vedere la curva complessiva in questione.

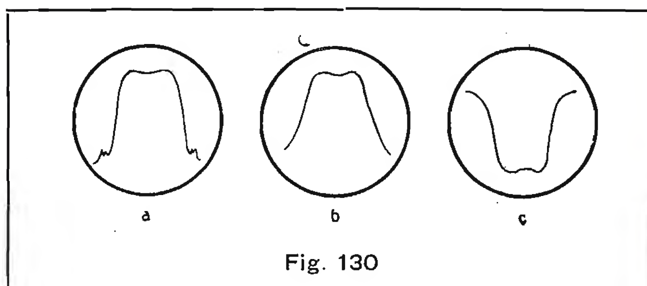


Fig. 130

Quando si adoperano l'oscillografo ed il generatore di segnali modulati in frequenza, questi può essere indifferentemente connesso di volta in volta all'ingresso di ciascuno stadio e può anche essere permanentemente collegato all'ingresso del primo stadio purchè, beninteso, la tensione di uscita di esso risulti sufficientemente elevata.

Nel primo caso si va dall'ultimo stadio, vale a dire da quello che precede il rivelatore, al primo stadio e si procede come segue.

1. - Si connettono i morsetti dell'oscillografo ai capi del carico del rivelatore.

2. - Si accorda il generatore di segnali sulla frequenza prevista e si regola la variazione di frequenza (*sweep*) in modo che il canale provocato da essa abbia una larghezza di 7 Mc/s.

3. - Si toglie il tubo che precede l'ultimo stadio per le frequenze intermedie e si collega il generatore di segnali tra la griglia e l'ingresso dell'ultimo stadio.

4. - Si agisce sull'induttanza (nucleo di rame o di polvere di ferro) fino a rilevare all'oscillografo la curva riportata nella fig. 130 A.

5. - Si fa coincidere la frequenza del marker con il valore corrispondente alla frequenza intermedia del canale video e si completa l'accordo dei circuiti oscillanti d'ingresso e di uscita dell'ultimo stadio, in modo che il segnale del marker risulti situato al disotto di 1 dB (10%) del tratto orizzontale della curva di responso. L'esame in questione avviene con una tensione modulata in frequenza non superiore all'incirca a 0,1 V e comunque tale da escludere il funzionamento del tubo in condizioni di sovraccarico.

6. - Si innesta nello zoccolo il tubo del penultimo stadio e si toglie il tubo precedente ad esso.

7. Si connettono i terminali di uscita del generatore di segnali all'ingresso del penultimo stadio.

8. - Si connettono i morsetti dell'oscillografo tra la placca e la massa dell'ultimo stadio, interponendo in tale collegamento una sonda con rivelatore.

9. - Si accorda il *marker* alla frequenza corrispondente alla portante del canale video e si agisce sugli organi di accordo interposti fra l'ultimo ed il penultimo stadio fino ad avere la curva riportata in fig. 130 B. L'accordo è da considerare raggiunto quando il segnale del *marker* risulta di 1 dB al di sotto del tratto orizzontale.

10. - Si prosegue nell'ordine con uguale modalità con gli stadi che si comprendono tra il penultimo ed il primo tubo e si considera raggiunto l'allineamento quando si ottiene la curva riportata nella fig. 130 C, connettendo l'osciloqrafo tra la griglia ed il catodo del cinescopio.

Nel caso invece che si voglia seguire il metodo, per altro più rapido, di connettere il generatore di segnali all'ingresso del primo stadio, si procede come segue:

1. - Si connettono i morsetti dell'oscillografo ai capi del carico del rivelatore e si applica il segnale del marker all'ingresso dell'ultimo stadio.

2. - Si prosegue nell'ordine precisato più sopra, cioè andando dall'ultimo al primo stadio, in modo da ottenere la curva di cui sopra.

3. - Si accordano le trappole per il suono in modo da attenuare di 20 dB (rapporto 100:10 V) il segnale del marker corrispondente a tale frequenza. A tale scopo si accorda il marker sulla frequenza corrispondente al canale audio e si accorda su questo stesso valore il generatore di segnali che occorre modulare in frequenza in modo da avere una variazione (*sweep*) non inferiore a 400 c/s.

Si agisce quindi sugli elementi di accordo delle trappole per il suono fino a rilevare la minima deviazione del raggio catodico. Ciò fatto si accorda successivamente il generatore di segnali su due frequenze molto prossime ai valori estremi del canale audio e si osserva la deviazione del raggio catodico che deve risultare largamente superiore a qulla avuta in corrispondenza della frequenza portante audio.

Occorre ora osservare, come si è già detto, che la messa a punto di questi stadi può farsi anche con un voltmetro elettronico e con un generatore di segnali modulati in ampiezza. Le modalità da seguire si deducono facilmente da quanto si è detto più sopra essendo evidente che il voltmetro elettronico sostituisce in tal caso l'oscillografo ed è quindi connesso ai capi del carico del rivelatore. L'accordo dei diversi circuiti oscillanti è raggiunto in corrispondenza della massima uscita ed è evidente che questo metodo può essre accettato solo quando oltre a conoscere tali frequenze, è anche nota la ripartizione di esse. ★

Generatori di segnali

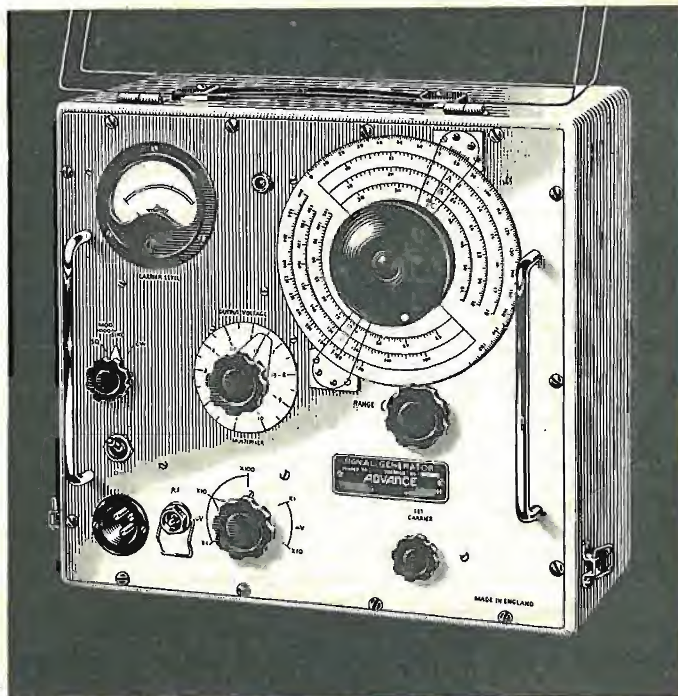
V. H. F. - Mod. D 1/D

Da 10 a 300 MHz in 6 Gamme

Modulazione sinusoidale e ad onda quadra
Lettura diretta

Questo nuovo modello di Generatore di Segnali « Advance » presenta sostanzialmente tutte le caratteristiche che hanno reso famoso il noto tipo D1; offre in più la particolarità di una taratura diretta della manopola. Così come il D1 ha una scala lineare ed un verniero che assicurano la più ampia facilità e precisione di lettura e quindi di impiego. Vi è un comando demoltiplicato con un rapporto da 1 a 50 che consente l'accordo per le bande più strette e critiche dei ricevitori.

Il D1/D impiega un circuito del tipo Colpitts; l'oscillazione può essere modulata da un'onda sinusoidale a 1000 Hertz (modulazione di placca) o da un'onda quadra a 50/50 (modulazione di griglia) - 1000 Hertz. Per entrambi i casi la modulazione è autonoma e cioè interna e viene selezionata da un apposito commutatore. Non è prevista alcuna modulazione esterna A mezzo di un sistema caratteristico di induttanze commutate da un complesso particolare si scelgono le 6 gamme comprese nella portata di frequenza. L'oscillatore è schermato con tre distinti schermi: il campo magnetico disperso è del tutto trascurabile. L'energia di A.F. generata è avviata all'uscita a mezzo di un'apposita linea a 75 Ohm che termina con un attenuatore a quattro scatti, a decadi, e resistivo. L'uscita è prelevata dalla linea di trasmissione a 75 Ohm.



Gamma A = 10-18 MHz
Gamma B = 18-32 MHz
Gamma C = 30-56 MHz
Gamma D = 55-105 MHz
Gamma E = 100-190 MHz
Gamma F = 170-300 MHz

Taratura diretta con precisione del ± 1%.

Uscita variabile con continuità da 1 microvolt a 100 millivolt. Controllo dell'uscita con lettura in microvolt e dB.

Advance ADVANCE COMPONENTS LTD., BACK ROAD, SHERNHALL STREET, LONDON, E.17

Generatori di segnali

V. H. F. - Mod. Q 1

Da 7,5 a 250 MHz in 5 Gamme

Modulazione sinusoidale e ad onda quadra
Lettura diretta

E' un generatore studiato particolarmente per il pronto e facile impiego, realizzato con criteri di particolare robustezza e portatilità onde renderlo utilissimo nel servizio tecnico delle riparazioni. Fornisce un segnale da 1 microvolt a 100 millivolt, regolabile in intensità con continuità ed a scatti. L'impedenza di uscita è di 75 ohm. Il circuito oscillatorio è del tipo Colpitts e la sua sezione è schermata da tre distinti settori. Lettura diretta su una scala di ben 95 cm. di sviluppo.

Il Q1 può essere modulato internamente e a scelta sia con onda sinusoidale sino al 30% (± 2 dB) a 1000 Hertz (± 10%) sia con onda quadra 50/50 a 1000 Hertz. L'uscita può anche essere senza modulazione. Le perdite per dispersione sono inferiori a 3 microvolt e la precisione di lettura è di ± 1 per cento. L'alimentazione avviene con rete a corrente alternata (110/120 - 210/230 - 230/250 Volt; 40/60 periodi) con un consumo di soli 20 watt. Pesa kg. 7,700 e viene fornito con corredo di cavo d'uscita e presa schermata. Adotta una valvola tipo 12AT7. La finitura, oltre che molto robusta, è molto curata anche esteticamente; la cassetta-custodia, metallica e verniciata, misura cm. 34×26×21 circa.



Gamma 1 = 7,5-13 MHz
Gamma 2 = 13-25 MHz
Gamma 3 = 25-50 MHz
Gamma 4 = 50-100 MHz
Gamma 5 = 100-250 MHz

Taratura diretta con precisione del ± 1%.

Concessionario per l'Italia: Gian Bruto Castelfranchi - Via Petrella 6 - Milano

Strumenti per radioriparatori

P. SOATI

Semplice voltmetro a valvola (fig. 1).

Nella pratica delle radioriparazioni e delle piccole costruzioni, si presenta sovente la necessità di effettuare delle misure che non sono possibili con l'uso dei normali strumenti universali e, d'altra parte, per ragioni strettamente finanziarie, il riparatore non può sempre ricorrere all'uso di apparecchiature più complicate e quindi costose.

Il semplice *voltmetro a valvola* che descriviamo consente di risolvere con mezzi molto modesti il problema. Esso permette, ad esempio, la misura della tensione dei dispositivi antievanescenza, la tensione di polarizzazione ottenuta con il sistema di filtraggio sul negativo, ed altre che i nostri lettori ben conoscono essendo stato trattato questo argomento in modo ampio su questa rivista.

Tale strumento dà la possibilità di misurare tensioni *continue od alternate* di 1, 10, 100 e 500 Volt. I valori fino ad 1 Volt sono misurabili con il commutatore I_1 sulla posizione 4, quelli fino a 10, 100 e 500 si ottengono portando lo stesso rispettivamente sulle posizioni: 3, 2 e 1.

La valvola usata è una comune EBC3, che può essere sostituita con qualsiasi altra valvola avente caratteristiche similari, e funziona come un voltmetro lineare a corrente continua.

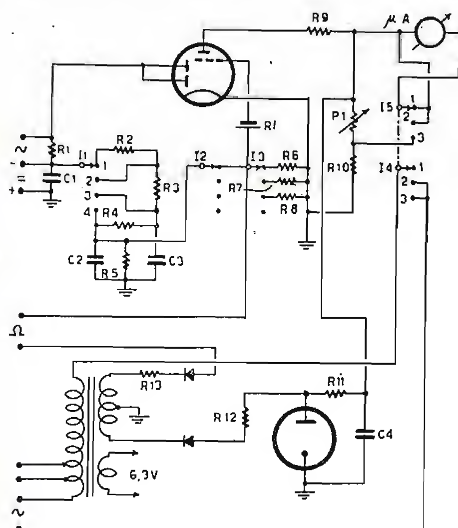


Fig. 1

R1 = M-ohm; **R2** = 40 M-ohm; **R3** = 9 M-ohm; **R4** = 0,9 M-ohm; **R5** = 0,1 M-ohm; **R6** = 0,1 M-ohm; **R7** = 1 M-ohm; **R8** = 10 M-ohm; **R9** = 10 K-ohm; **R10** = 35 K-ohm; **R11** = 3 K-ohm; **R12** = 600 ohm; **R13** = 50 K-ohm; **C1** = 0,1 micro-F; **C2** = 0,5 micro-F; **C3** = 0,1 micro-F; **C4** = 16 micro-F; elettrolitico; **P1** = 40 K-ohm; **M** = 1 mA; **Pi** = 1,5 V.

I due diodi, che sono cortocircuitati fra di loro, provvedono al raddrizzamento della corrente alternata. Come avviene nel caso delle misure in *corrente continua,* la corrente raddrizzata viene applicata direttamente alla griglia del triodo la polarizzazione del quale è ottenuta a mezzo di una pila da 1,5 Volt. Analizzando il circuito è possibile osservare come in denitiva la valvola si comporti come una resistenza variabile facente parte di un ponte a quattro diagonali una delle quali è costituita dal milliamperometro.

I morsetti BC sono usati per le misure in corrente continua ed i morsetti AB per le misure in corrente alternata. E' necessario evitare di collegare la sorgente a *corrente alternata* fra i morsetti AC al fine di evitare la messa fuori uso del tubo.

Applicando, come detto, la corrente alternata ai morsetti AB si viene a realizzare il raddrizzamento in parallelo dimodocchè ai morsetti BC si ottiene una corrente continua. Il valore che si legge sullo strumento rappresenta la tensione massima e, come è noto, per ottenere la tensione efficace è sufficiente moltiplicare il valore letto per 0,707.

L'alimentazione è ottenuta a mezzo di un normale trasformatore a due sezioni 2x350 V da 50 milliampere, di un raddrizzatore a cristallo e di un tubo regolatore di tensione.

Il raddrizzamento della tensione alternata viene effettuato su di una sola alternanza, utilizzando soltanto mezza sezione del trasformatore. L'altra sezione viene sfruttata per usare lo strumento come Mega-ohmetro. Infatti, come è visibile in figura per mezzo di adatto divisore di tensione è possibile effettuare misure fino a 40.000 M-ohm.

Un commutatore a doppia via e tre posizioni permette di spegnere lo strumento dopo l'uso (*posizione* 1) e di metterlo in condizioni di essere pronto per l'uso (*posizione* 2); in tal caso il tubo è sotto tensione mentre lo strumento è cortocircuitato, ed infine di portarlo in posizione di *misura* (*posizione* 3), cioè con il milliamperometro inserito nel circuito del voltmetro a valvola.

La taratura del voltmetro deve essere fatta mediante uno strumento similare posto in parallelo con la tensione campione da misurare.

Oscillatore portatile del tipo a multivibratore (fig. 2).

Usando il *signal-tracer* il quale come è noto permette di prelevare la tensione di uscita di un dato stadio e di rilevarla all'uscita del signal tracer stesso, che assolve appunto le funzioni di rivelare e di amplificare, è necessario l'uso di un oscillatore modulato la qual cosa sovente crea delle notevoli difficoltà almeno dal punto di vista della rapidità del controllo.

Per eliminare un simile inconveniente è invalso l'uso di servirsi di multivibratori i quali, partendo da una frequenza fondamentale molto bassa ed essendo ricchissimi di armoniche, danno la possibilità di effettuare, in unione al signal-tracer, qualsiasi controllo di *alta* e *bassa frequenza* senza per questo dover ricorrere all'uso di un commutatore.

Il *multivibratore* veramente elementare del quale riportiamo lo schema in fig. 2 ha una frequenza fondamentale dell'ordine dei 3.000 periodi e le sue armoniche sono udibili fino a 20-25 Mc/s.

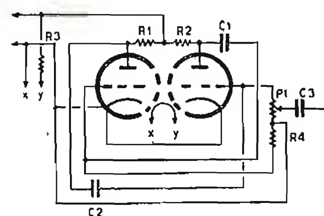


Fig. 2

R1 = 25 K-ohm; **R2** = 25 K-ohm; **P1** = 10 K-ohm; **R4** = 10 K-ohm; **C1, C2** = 0,01 micro-F; **C3** = 50 pF.

La valvola usata è una 12SL7 o similare. La sua realizzazione è semplicissima e non necessita di suggerimenti particolari. E' sufficiente effettuare la costruzione attenendosi ai valori riportati sullo schema affinchè l'apparecchietto sia nelle condizioni di funzionare immediatamente.

La resistenza R3 che serve a creare la caduta di tensione per l'accensione della valvola, che avviene direttamente dalla rete, deve essere calcolata a seconda della tensione disponibile.

L'uso di un tale oscillatore è elementare. Collegando l'apparecchio da esaminare alla rete e mantenendo il potenziometro P_1 dell'oscillatore in posizione di massima uscita, si toccherà con il *probe* la griglia controllo dello stadio finale. All'altoparlante dell'apparecchio si dovrà udire il suono caratteristico della frequenza fondamentale dell'oscillatrice. Diminuendo la tensione di uscita agendo sempre sul suddetto potenziometro si toccheranno sempre con il *probe* le griglie di controllo degli altri stadi. Qualora si noterà che in un dato stadio il livello sonoro non varia applicando il *probe* all'uscita e all'entrata, se ne potrà dedurre che l'anomalia dovrà essere ricercata nello stadio in esame.

Inoltre tale apparecchio oltre la possibilità di permettere l'allineamento dei vari circuiti, compresi quelli di *media frequenza,* senza ricorrere all'uso di costosi e non trasportabili oscillatori, ed in considerazione della vicinanza fra di loro delle numerosissime armoniche, consente di apprezzare le differenze di snsibilità che un ricevitore presenta su di una stessa gamma.

Da quanto abbiamo detto è evidente che nel caso che la *bassa frequenza* dell'apparecchio da esaminare funzioni regolarmente, l'uso del signal-tracer può essere eliminato mentre esso è indispensabile appunto nel caso di avaria alla B. F.

PRONTUARIO PER COSTRUTTORI

1. SSR Ducati

SEZIONE CONDENSATORI PER RADIOAPPARATI

EC4614 - Condensatore a mica in custodia isolante per radiotrasmettitori di piccola potenza (per esempio del tipo radiantistico).

Caratteristiche elettriche.

Tolleranza di capacità: (10% +1 pF)
Intensità massima della corrente a R.F.: 18 A
Potenza reattiva massima: 4 KVA

Caratteristiche costruttive.

Custodia in resina a basse perdite. Reofori a serrafilo.

Capacità in pF	Tensione di prova in V a 50 c/s	Intensità della corrente in A a Mc/s		
		0,3	1	3
50	4	0,18	0,51	1,3
100	4	0,33	0,75	1,8
160	4	0,51	1,1	2,2
250	4	0,7	1,5	3
500	4	1,1	2	3,6
1000	4	1,6	3	4,7
2000	4	2,4	4,3	6,2
4000	3	3,3	6,2	8,2
6300	3	4,3	7,5	9,1
10.000	1,5	5,1	9,1	10
20.000	1,5	7,5	11	11
50.000	1	9,1	11	11
100.000	0,5	9,1	11	11

EC4612 - Condensatore a mica per radiotrasmettitori di piccola potenza con custodia compenetrata nell'unità.

Caratteristiche elettriche.

Tolleranza di capacità: (10% +1 pF)
Intensità massima della corrente a R.F.: 10 A
Potenza reattiva massima: 3 KVA

Caratteristiche costruttive.

Terminali rigidi a piattina. Custodia isolante iniettata.

Applicazioni.

Questo condensatore presenta la particolarità della massima leggerezza e del minimo ingombro. L'elemento è racchiuso in una custodia ottenuta iniettando ad alta pressione sull'unità un materiale termoplastico a bassissime perdite. Ne conseguono caratteristiche elettriche eccezionali e cioè: elevata stabilità dei valori capacitativi anche per notevoli variazioni di temperatura, rendimento più elevato alle alte frequenze. Si dimostra molto utile per i trasmettitori ed anche per i televisori.

Capacità in pF	Tensione di prova in KV a 50 s/a	Corrente max in A a Mc/s		
		0,5	1	10
25	6	0,1	0,14	0,38
50	6	0,2	0,27	0,78
100	6	0,4	0,54	1,5
160	6	0,6	0,8	2,3
250	6	0,9	2,4	3,9
500	6	1,6	1,3	6,3
1000	6	2,7	4	7
2000	6	4,3	6	8
4000	6	6,1	8,6	8
6300	4	7,3	10	8
10.000	4	8,3	10	8
20.000	2	10	10	8
50.000	1	10	10	8
100.000	1	10	10	8

EC1615 - Condensatore a carta per livellamento, a minime dimensioni. (Ininfiammabile).

Caratteristiche elettriche e costruttive.

Tolleranza sulla capacità: 10%
Tensione continua di lavoro: 1/3 Vp
Tensione continua verso massa: Vp+1 KV
Sovratensione temporanea: 20%
Temperatura max dell'ambiente: 70°C
Umidità max dell'ambiente: 90%
Due reofori a capofilo su ceramica
Custodia in alluminio

Applicazioni.

Questo condensatore, razionalmente dimensionato ed accuratamente costruito, impregnato con olio sintetico speciale di alta qualità, presenta delle caratteristiche elettriche veramente ottime, nonchè anche da peso ed ingombro relativamente ridotti.

E' particolarmente adatto per i filtri di livellamento dei radioapparati, domestici, professionali e televisivi, per quelli degli impianti telefonici ed in generale nelle altre speciali applicazioni in corrente continua purchè per tensioni di prova non superiori a 3150 V.

Capacità in micro F	Tensione continua di prova in V	Capacità in micro F	Tensione continua di prova in V
1	2000	1	3150
2	2000	2	3150
2,5	2000	2,5	3150
3,15	2000	3,15	3150
4	2000	4	3150
5	2000	5	3150
6,3	2000	6,3	3150
8	2000	8	3150
10	2000	10	3150
12,5	2000	12,5	3150
16	2000		

EC1684 - Condensatore a carta per lampo elettronico.

Caratteristiche elettriche e costruttive.

Tolleranza di capacità: 10%
Resistenza d'isolamento a 100 V: 500 M-ohm/μF
Tensione continua di lavoro: 2000÷4000 V
Sovratensione ammessa: 10%
Temperatura massima dell'ambiente: 80°C
Umidità massima dell'ambiente: 95%
Impregnazione in olio sintetico
Custodia metallica a chiusura ermetica

Applicazioni.

Condensatore appositamente approntato per gli apparecchi a lampo elettronico (*photo-flash*) applicati nel campo fotografico, tecnologicamente realizzato in modo da ottenere la più elevata energia luminosa.

Capacita in μ F	Tensione continua di lavoro in V	Energia di lavoro di poule
15	4000	120
32	2700	115
50	2000	100

EC2019 - Condensatore elettrolitico per livellamento in custodia metallica a minime dimensioni.

Caratteristiche costruttive.

Custodia cilindrica in alluminio - Protezione isolante in cellulosa - Chiusura a tenuta ermetica - Valvola di sicurezza - Reofori a linguetta di ottone stagnato - Montaggio in sospensione sui reofori o mediante fascette di fissaggio al telaio (A richiesta e per adeguati quantitativi possono essere anche richiesti per tensioni speciali da 160 V a 500 V).

Applicazioni.

Per il livellamento delle tensioni raddrizzate nell'alimentazione di ricevitori, amplificatori ed apparecchiature varie, nonchè, in generale, nei filtri di spianamento delle tensioni continue.

Nel prossimo fascicolo !

Triodi e tetrodi a cristallo. ★ Possibilità e sviluppo della tecnica moderna.

CONSULENZA DI P. S.

Inviare le richieste di questa rubrica a "radiotecnica-televisione", Via Lario 73, Monza

231. Transricevitore ad una valvola per 50 Mc/s e 144 Mc/s.

Sig. Masnaghetti M. - Varese.

Un trans-ricevitore per portate ridotte e realizzabile con poco materiale di ricupero è quello di cui riportiamo lo schema in fig. 1. Il tubo usato è il tipo 76 oppure il tipo 6C5. Dato il debole consumo del tubo in parola l'alimentazione può essere effettuata con pile o prelevandola dall'alimentatore dell'autoradio nel caso di uso a bordo dell'autoveicolo. Qualora poi i collegamenti vengano effettuati da posti muniti di rete elettrica è sempre utile la costruzione di un semplice alimentatore con una 5Y3 o tubi del genere. Quando il commutatore viene portato sulla posizione « T » l'apparecchio funziona come un ricevitore a super-reazione: nella posizione « T » come trasmettitore. Per la banda dei 144 Mc/s la bobina L2 sarà costituita da 4 spire di filo di rame del diametro di 16/16 mm, avvolte in aria con un diametro di 10 mm ed una spaziatura fra spira e spira uguale al diametro di una spira. La bobina L1 che funge da bobina di aereo avrà 2 spire dello stesso filo ed identico diametro. Per la gamma dei 50 Mc/s L2 sarà costituita da 9 spire da 16/20 avvolte in aria su diametro di 12 mm, spaziatura fra spira e spira: una spira. L1 uguale a 2 spire avvolte con lo stesso filo e diametro.

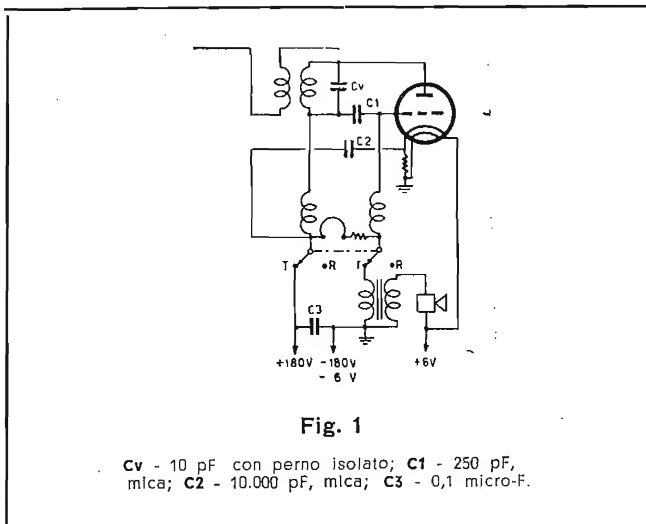


Fig. 1

Cv - 10 pF con perno isolato; **C1** - 250 pF, mica; **C2** - 10.000 pF, mica; **C3** - 0,1 micro-F.

Il condensatore variabile da 10 pF dovrà essere comandato per mezzo di un asse isolato in modo da evitare gli effetti della mano.

Le due impedenze Ck saranno realizzate avvolgendo 80 spire di filo da 15/100 su un supporto da 10 mm (che può essere costituito dal corpo di una resistenza).

Il trasformatore microfonico sarà del tipo solito con un rapporto, non critico, da 1/25. Il microfono da usare è del tipo a carbone e la cuffia dovrà avere una resistenza di 4.000 ohm.

232. Anomalie in un ricevitore del tipo reflex.

Sig. Rossi P. - La Spezia.

I montaggi « *reflex* » in linea di massima sono molto critici nella loro messa a punto iniziale ed inoltre con l'uso, in relazione ad alterazioni dei vari elementi che compongono il circuito, danno luogo agli inconvenienti da Lei segnalati. Va infatti tenuto presente che nel « *reflex* » le funzioni di *media frequenza* e di *bassa frequenza* sono espletate da un unico pentodo ed è quindi evidente che in tali condizioni di funzionamento non si possa avere un rendimento troppo elevato.

In genere i fischi violenti, accertato che il tubo sia in buone condizioni come sembra verificarsi nel caso da Lei citato, sono da attribuire ad un imperfetto disaccoppiamento fra il tubo avente funzioni di « *reflex* » ed il tubo rivelatore. Si può provvedere alla loro eliminazione sostituendo successivamente le resistenze ed i condensatori del circuito interessato nella ipotesi che abbiano subito una notevole alterazione del loro valore. Successivamente si dovrà provare ad aumentare il valore della resistenza posta in serie al circuito di *bassa frequenza* oppure a ridurre la resistenza di griglia del tubo *reflex* fino ad un valore di circa 90.000 ohm.

Particolare attenzione dovrà essere rivolta ai condensatori di disaccoppiamento ed al fatto che in tali circuiti la tensione di griglia schermo del tubo reflex è sempre molto critica. Può perciò essere utile sostituire la resistenza di caduta di tale elettrodo con altre aventi valori leggermente diversi. Il metodo migliore sarebbe quello di sostituirla con un *potenziometro* di valore adatto. Trovato il punto esatto per un funzionamento regolare, con un buon ohmetro si misurerà la resistenza inclusa nel circuito e quindi si sostituirà il potenziometro con resistenza di valore uguale al valore trovato.

Va pure tenuto presente che sovente inserendo un condensatore a mica del valore di 10.000 pF oppure uno a carta da 0,1 micro-F, in parallelo al condensatore catodico, si ottengono ottimi risultati.

233. Propagazione delle onde su 50 Mc/s e 100 Mc/s.

Sig. Solari G. - Ancona.

Le onde comprese fra i 50 Mc/s ed i 100 Mc/s raggiungono l'aereo ricevente seguendo in parte il raggio diretto ed in parte il raggio riflesso dal suolo.

Però tutti e due i raggi non seguono una linea retta ma si incurvano verso il basso a causa di un fenomeno di rifrazione dovuto all'atmosfera. Questo fenomeno è dovuto al fatto che la costante dielettrica « ε » dell'atmosfera è modificata dalla presenza del vapore acqueo la cui densità diminuisce con la pressione atmosferica. Se il fronte d'onda si dirige verso il suolo penetra successivamente in strati la cui costante dielettrica aumenta, la sua velocità diminuisce e di conseguenza la direzione di spostamento si piega verso il basso. E' questo il motivo per cui la linea di *orizzonte apparente* si trova più distante della linea di *orizzonte ottico vero*.

Si ammette che il gradiente della costante dielettrica in funzione dell'altezza ε/db sia costante e lo si è definito *atmosfera standardizzata*.

Nel caso della formula da Lei citata e che serve a dare il valore « *do* » della distanza dell'orizzonte ottico vero dall'aereo trasmittente e precisamente:

$$do = \sqrt{2Rh}$$

per ottenere il valore « *do* » per l'orizzonte ottico apparente si dovrà aggiungere un coefficiente K il cui valore è di 1.33 per cui la suddetta formula si trasformerà in:

$$do = \sqrt{2KRh}$$

nella quale K indica il coefficiente di cui sopra, R il raggio della terra ed h l'altezza dell'antenna trasmittente.

In definitiva si analizza il fenomeno come se la propagazione avvenisse sempre in linea retta ed il raggio della terra fosse maggiore di quello reale e precisamente 1,33R (questo è il punto che Lei non ha approfondito dimodocchè il suo ragionamento veniva falsato).

I fenomeni di fading, che generalmente si notano in vicinanza dell'orizzonte apparente ed a distanze prossime ma superiori possono manifestarsi sotto forma di *variazioni rapide*, simili al fading, e la cui ampiezza può raggiungere i 10/20 dB; *variazioni diurne* con un massimo verso il primo pomeriggio e la cui ampiezza può raggiungere i 5/6 dB; *variazioni annuali* le quali si manifestano con un minimo in inverno ed un massimo in estate e con ampiezza dell'ordine di 4/5 dB.

Queste variazioni sono di origine *troposferica*.

Si verificano inoltre degli effetti eccezionali dovuti esclusivamente a rapidi cambiamenti delle condizioni atmosferiche. In tal caso il gradiente della costante dielettrica può presentare delle zone di discontinuità o addirittura invertirsi, per cui il raggio viene deviato verso l'alto dove, subendo delle riflessioni da altri strati troposferici a gradiente normale, può ritornare sulla terra a distanze considerevoli. Talora tali riflessioni si effettuano addirittura nelle zone ionosferiche.

234. Qualità della riproduzione musicale.

Sig. Gordini G. - Roma.

Per rispondere a tutti i suoi quesiti non sarebbe sufficiente un manuale. Rispondo ai principali che possono essere anche di interesse generale.

Si può definire come *alta fedeltà* un sistema di riproduzione musicale che conservi totalmente le caratteristiche *psi-*

cofisiche della musica e cioè senza aggiungerne e senza toglierne. Secondo tale definizione un apparecchio ad *alta fedeltà* dovrebbe dare all'ascoltatore la sensazione di trovarsi nella sala di esecuzione.

Le principali caratteristiche psicologiche della musica sono: *melodia, armonia, timbro, ritmo, dinamica, presenza, ecc.* Gli apparecchi destinati alla riproduzione musicale hanno una serie di difetti dei quali tre sono classici: *deformazione di frequenza, deformazione di fase, deformazione di ampiezza.* A questi dobbiamo aggiungere: *la deformazione di livello* la quale si verifica quando la musica non viene riprodotta con lo stesso livello con la quale viene eseguita nella sala di esecuzione. *Deformazione di dinamica* che si ha quando non si possano riprodurre in forma corretta le variazioni del volume sonoro fra il *pianissimo* e il *fortissimo*. *Deformazione di presenza* che si ha quando negli ascoltatori non si riesce a dare la sensazione di trovarsi di fronte agli esecutori della musica.

Affinchè una riproduzione sia ad *alta fedeltà* è necessario che:

a) La risposta sia praticamente lineare nella gamma delle frequenze udibili e cioè che la deformazione di frequenza sia trascurabile.

b) La fase deve variare in forma lineare con la frequenza e cioè che anche in questo caso la deformazione di fase deve essere ridotta al minimo.

c) lo spettro di uscita non deve avere altre componenti di frequenza oltre a quelle che si hanno all'entrata (cioè non deve esistere deformazione di ampiezza).

d) *Il livello sonoro* deve essere identico a quello della sala di esecuzione. Un livello minore dà la sensazione di una mancanza dei toni *gravi* e degli *acuti*, un livello maggiore produce un effetto contrario sebbene meno accentuato.

e) La variazione di volume sonoro massima che esiste fra il pianissimo ed il fortissimo deve essere riprodotta nella sala di ricezione. Questo significa che l'apparecchio deve essere capace di riprodurre picchi di potenza considerevolmente maggiore della potenza media e del rumore dell'apparecchio e di quello esistente nella sala di ascolto in modo da permettere l'ascolto del *pianissimo* in condizioni soddisfacenti (si dice che la *deformazione dinamica* deve essere trascurabile).

f) La distribuzione del suono nella sala di ascolto deve essere tale che l'ascoltatore possa stabilire la posizione nella quale si trovano gli esecutori. Ciò implica teoricamente la necessità di trasmettere con un numero molto grande di canali sebbene in pratica si possano conseguire notevoli risultati con due o tre canali. La sensazione di presenza dipende quindi dalla distribuzione del suono e dal numero di canali utilizzati.

235. Domanda per sostenere gli esami per la licenza di radioamatore.

Sigfl G. D. - Milano.

Rispondo alla sua lettera perchè di carattere generale però come ho già segnalato in altre consulenze è sempre gradita la firma e l'indirizzo esteso del richiedente. Il fatto che a Lei sia stata tolta la licenza non si spiega. Del resto non si meravigli, la stessa è stata tolta a professionisti con diecine di anni di servizio radiotelegrafico e radiotelefonico e muniti di certificato internazionali di RT, con la motivazione « *Non è in possesso dei requisiti necessari* ». Ad ogni modo per tagliare corto ad un argomento che è veramente penoso passo a riprodurre una lettera che in questi giorni è stata spedita a *tutti i radioamatori dal Ministero delle Poste e Telecomunicazioni Direzione Generale T.RT. Div. II Radio.*

« La Gazzetta Ufficiale » ha pubblicato un decreto del Presidente della Repubblica che, nel dettare nuove norme sul rilascio della licenza di radioamatore, prescrive all'articolo 11 che tutte le licenze provvisorie rilasciate prima della sua entrata in vigore si intendano decadute di diritto dopo 90 giorni dalla data di pubblicazione.

Pertanto dal giorno 9 novembre 1954 la S.V. dovrà sospendere ogni attività radiantistica, a meno che non abbia prima ottenuta la nuova licenza, e dovrà nel contempo, in ogni caso, restituire la licenza provvisoria di cui ora è in possesso. Per ottenere la nuova licenza la S.V. dovrà prima conseguire la patente prevista dall'art. 5 del D.P.R. citato: a tal uopo dovrà produrre a questo Ministero Ispettorato Generale delle Telecomunicazioni Serv. T.RT. Div. II radio documentata in carta da bollo da L. 200 per essere ammesso agli esami.

La domanda potrà essere comprensiva della richiesta di « licenza » di cui al paragrafo 3 dell'art. 2 con riserva di presentare, a richiesta del Ministero, tutti gli altri documenti di cui all'art. 1, in caso di favorevole esito degli esami. Poichè le prove di esami dovranno sostenersi presso le sedi dei Circoli delle Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche la S.V. dovrà anche indicare nella domanda la sede di Circolo preferita, tenendo conto che le Sedi stesse sono nelle seguenti località: Ancona, Bari, Bologna, Bolzano, Cagliari, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Reggio Calabria, Roma, Sulmona, Torino, Udine, Venezia, Verona.

Qualora la S.V. ritenesse di chiedere l'esonero da una o da tutte le prove di esame per il conseguimento della « patente » a norma dell'ultimo paragrafo dell'art. 4 dovrà indicare i titoli in base ai quali chiede l'esonero, titoli sulla cui validità o meno, ai fini anzidetti, questo Ministero si riserva di decidere caso per caso ».

Transricevitore ad alimentazione autonoma. Tubi: ARP12 (4), ATP4.
Ricevitore a supereterodina; trasmettitore con VFO, modulazione di griglia controllo del P.A.

Sig. R. Garbosi - Milano.

La modulazione per variazione a frequenza acustica del potenziale della griglia di comando del PA ha l'inconveniente di diminuire notevolmente il rendimento anodico del PA stesso che è infatti mediamente compreso in tal caso intorno al 30%, ma appare indispensabile nel caso in questione in cui non è disponibile un secondo tubo di potenza. Con lo schema riportato in fig. 1 si passa dalla trasmissione alla ricezione, e viceversa, mediante un commutatore a cinque posizioni, due vie. La via *A* riguarda il circuito di antenna e serve a passare dal carico del PA rappresentato dal filtro Collins (induttanza 34, condensatori 32 e 33) al primario del trasformatore d'ingresso del ricevitore. Particolarmente interessante il fatto che la tensione a frequenza locale, creata dal tubo T1 è adoperata sia quando si trasmette, sia quando si riceve. La via *B* serve appunto a passare dalla griglia dell'amplificatore di potenza T5 a quella dell'amplificatore della frequenza intermedia T2. La possibilità di adoperare un solo generatore autoeccitato è spiegata dal fatto che quando si trasmette manca all'ingresso del ricevitore la tensione a frequenza portante per cui all'uscita del tubo T1 si ha la sola frequenza locale. La via *C* serve ad interrompere il circuito di accensione del tubo T5 che è adoperato soltanto quando si trasmette. La via *D* interessa il circuito d'ingresso dell'amplificatore a frequenza acustica ed ha lo scopo di passare dal microfono al circuito anodico del rivelatore per corrente di griglia T3. In fine con la via *E* si porta la modulante all'ingresso dell'amplificatore di potenza T5 quando si trasmette e si fa pervenire la tensione a frequenza acustica all'auricolare telefonico quando si riceve.

Merita ora osservare la necessità di ricorrere ad un commutatore costruito con materiale isolante a bassissima perdita (frequenta). Oltre a ciò occorre prevenire la formazione degli accoppiamenti parassiti interponendo degli schermi adeguati fra i diversi settori di questo commutatore.

Per quanto riguarda il ricevitore si è già detto che esso è del tipo a supereterodina, vale a dire che la frequenza portante ricevuta è trasformata in una frequenza intermedia di valore più basso. La conversione di frequenza avviene per tramite del tubo T1 il cui flusso elettronico è modulato simultaneamente da due tensioni, cioè dalla tensione a frequenza portante e da quella a frequenza locale ottenuta per via trasformatorica tra placca e filamento. Quest'ultimo è connesso su una frazione della bobina di accordo allo scopo di diminuire lo smorzamento del circuito oscillatorio al quale è legata la stabilità di frequenza dell'oscillatore stesso. In conseguenza di queste due tensioni di diversa frequenza si ha sull'anodo una componente a frequenza intermedia sulla quale è accordato il circuito oscillatorio 10 che è accoppiato a resistenza-capacità all'ingresso del tubo T2. Seguono a questo tubo due circuiti oscillanti accoppiati a filtro di banda (16) con i quali si va all'entrata del rivelatore T3, del tipo per corrente di griglia. Si va da qui al pentodo T4, per tramite del regolatore manuale di volume 25 e quindi, con il condensatore 29, agli auricolari telefonici, connessi però soltanto quando si riceve.

Per il trasmettitore si ha invece a che fare con tre stadi, cioè con il generatore pilota T1, con l'amplificatore di potenza T5 e con il modulatore T4. La griglia di controllo del tubo T5 riceve la tensione a radio frequenza per tramite del condensatore 12 ed è anche connessa all'uscita del tubo T4 con il condensatore 29. Segue a ciò una variazione a frequenza acustica del potenziale di polarizzazione e quindi una componente anodica a radio frequenza modulata in ampiezza, che è trasferita all'antenna mediante un circuito a π (filtro *Collins*).

I risultati che si possono ottenere con un transricevitore del genere sono senz'altro soddisfacenti anche per quanto riguarda la portata del collegamento, evidentemente commisurata alla sensibilità del ricevitore a supereterodina e pertanto non indifferente. La costruzione non sembra particolarmente difficile purchè si sappiano disporre i diversi stadi in modo da non avere delle connessioni troppo lunghe. Degni di rilievo i collegamenti per le vie *A* e *B* del commutatore *ricezione-trasmissione* che occorre eseguire con cavetto coassiale per A.F., nonchè quelli relativi alle vie *D* ed *E*, per le quali si richiede invece il cavo schermato normale.

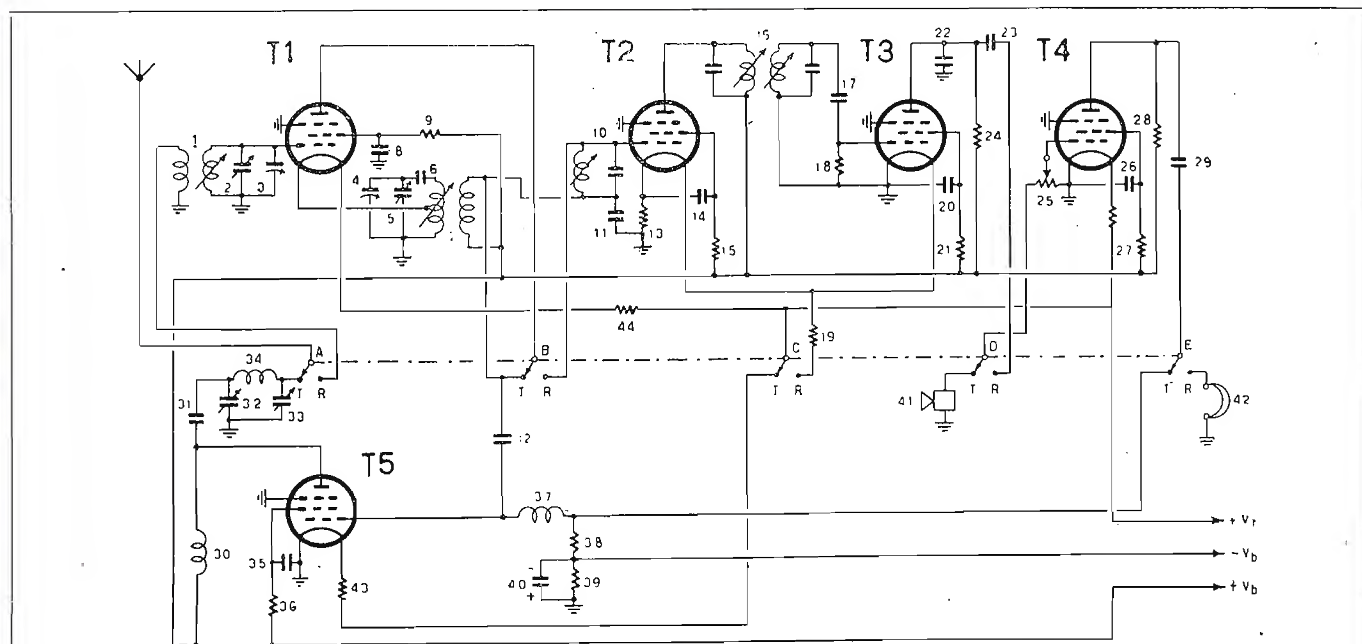


Fig. 1

TUBI. T1, T2, T3, T4 - ARP12; **T5** - ATP4. **CONDENSATORI - 2, 5** - 50 pF; **3, 4** - 5÷30 pF; **6** - padding; **8, 14** - 10.000 pF; **10** - 500 pF; **12** - 150 pF; **17** - 200 pF; **20** - 0,1 micro-F; **22** - 100 pF; **23** - 5000 pF; **26** - 0,1 micro-F; **29** - 50.000 pF; **31** - 1500 pF; **32, 33** - 350 pF; **35** - 10.000 pF; **40** - 25 micro-F, 25 V. **RESISTORI - 9** - 10 K-ohm, 1/2 W; **15** - 0,2 M-ohm, 1/2 W; **18** - 2 M-ohm, 1/4 W; **21** - 0,5 M-ohm, 1/2 W; **24** - 0,2 M-ohm, 1/2 W; **25** - 1 M-ohm; **27** - 1 M-ohm, 1/2 W; **28** - 0,3 M-ohm, 1/2 W; **36** - 1000 ohm 1/2 W; **38** - 0,1 M-ohm, 1/4 W; **39** - 1500 ohm, 1 W. **ALTRI COMPONENTI - 1** - trasformatore d'ingresso del ricevitore; **7** - bobine di accordo e di reazione dell'oscillatore per la frequenza locale; **11** - impedenza di arresto: 2,5 mH; **13, 16** - circuiti accordati sulla frequenza intermedia; **30** - impedenza di arresto: 2,5 mH; **34** - bobina di accordo del « **Collins** »; **41** - microfono a cristallo; **A, B, C, D, E** - commutatore a cinque vie, due posizioni (ricezione-trasmissione, **R-T**); **42** - auricolari telefonici; **+Vb** - 150 V; **+Vf** - 3 V; **19** - 5 ohm; **43** - 1,7 ohm; **44** - 10 ohm.

Invito ad una trattazione sulle guide d'onda.

Sig. G. Pinna - Napoli.

La ringrazio per il suggerimento e, più ancora, per il gradito riconoscimento del nostro lavoro. E' in corso di avanzata preparazione una trattazione completa sulla tecnica delle onde centimetriche, in cui si parla necessariamente anche delle guide d'onda. La pubblicazione potrà avere inizio presumibilmente nel fascicolo N. 45.

Calcolo di un trasformatore di alimentazione.

Sig. O Costa - Torino.

Il calcolo delle dimensioni di un trasformatore di alimentazione richiede che sia conosciuta la *potenza erogata dai secondari*, oppure anche i soli tre dati di targa vale a dire: 1) il *prodotto VI* tra la tensione applicata al primario e l'intensità della corrente assorbita dalla linea, 2) il *rendimento* e 3) il *fattore di potenza* nel caso che il trasformatore sia connesso ad un carico ohmico. La potenza di targa, ossia il prodotto V.I, è detta anche *apparente* per distinguerla dalla potenza realmente assorbita che è alquanto minore di quella di targa in conseguenza allo sfasamento fra corrente e tensione provocato dalla corrente assorbita a vuoto e dalla potenza reattiva determinata dal flusso disperso. Se si indica con φ l'angolo esistente fra i vettori rappresentativi della tensione e della corrente si può scrivere $Pr = V.I \cos\varphi$ che rappresenta la potenza *Pr* effettivamente assorbita dal primario. Tuttavia questo valore non corrisponde alla potenza erogata dai secondari, in quanto una frazione di essa è dissipata nel ferro (perdite per *isteresi* e per *correnti parassite*) e nel rame (perdite per *effetto Joule*). Ciò significa che il trasferimento di energia dal primario ai secondari è necessariamente legato ad un fattore numerico, sempre minore di 1 detto *rendimento* (η) e che è calcolato dal rapporto Ps/Pr essendo appunto *Ps* la potenza ricavata dai secondari. Da qui in definitiva il legame tra il prodotto V.I, il fattore di potenza cos φ, il rendimento η e la potenza Ps, evidentemente espresso da

$$Ps = V.I.\cos\varphi.\eta$$

Una volta conosciuta la potenza apparente assorbita dal primario, vale a dire il prodotto di targa V.I, si calcola il prodotto Sn.Sa con l'espressione

$$Sn.Sa = V.I/0,9$$

in cui *Sn* è la sezione globale del nucleo e vale *a.b*, mentre *Sa*, che è la superficie della finestra destinata agli avvolgimenti, risulta uguale, evidentemente, ad *a.c* (fig. 2).

La (2) è ricavata dalla relazione generale

$$V = 4{,}44 fN\Phi .10^{-8}$$

che dà il valore della tensione *V* indotta in un avvolgimento di N spire e che si scrive anche

$$V = 4{,}44.f.N.Sn.B.10^{-8}$$

ponendo $\Phi = Sn.B$ ed essendo *Sn* la sezione del nucleo e *B* l'induzione in *gauss*. Dalla (3) si passa alla (2) in base a dati pratici vari, quali: la sezione occupata dai secondari che è considerata uguale a quella del primario, la densità di corrente, stabilita di 3 A per mm² di sezione del conduttore, la

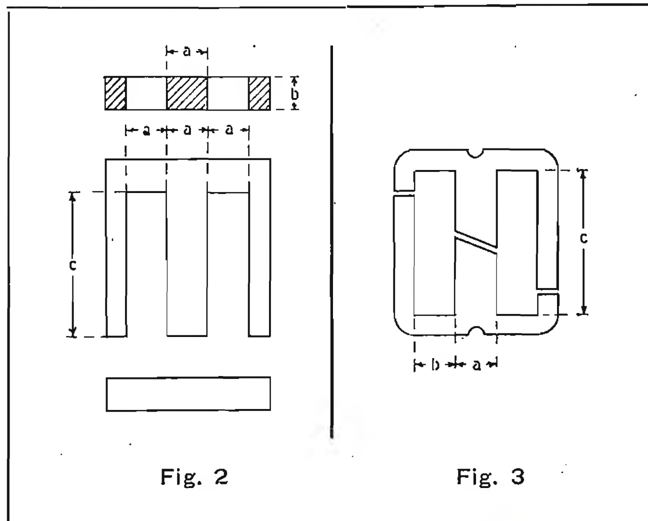


Fig. 2 Fig. 3

frequenza *f* della rete, di 50 c/s e l'induzione *B* supposta uguale a 11.000 gauss.

Noto il prodotto Sn.Sa, che s'intende calcolato esprimendo entrambi i fattori in cm², si esaminano le dimensioni delle lamelle disponibili e si sceglie quella per la quale il prodotto Sn.Sa è molto prossimo al valore calcolato. In effetti, se si stabilisce di dare al nucleo la forma quadrata, risulta $b = a$ (fig. 2), per cui è $S_n = a^2$ e quindi $S_n.S_a = a^2.a.c = a^3.c$. Ciò significa che quando si conosce il prodotto Sn.Sa è sufficiente elevare al cubo il lato del nucleo per calcolare la lunghezza della lamella e cioè il valore di *c*. Si ha infatti facilmente

$$c = S_n.S_c/a^3$$

Rimane ora da calcolare il numero delle spire del primario che vale

$$Np = \frac{V.10^8}{4{,}44.f.S_n.B}$$

essendo V la tensione applicata al primario.

Da qui si passa al calcolo della sezione del filo che risulta uguale evidentemente, ad I/3 avendo previsto una densità di corrente di 3 A/mm² ed essendo appunto *I* il valore efficace della corrente che si ha nel primario. Nota la sezione *s* del conduttore si determina il diametro con la formula

$$d = \sqrt{4s}$$

tenendo presente che se il primario è previsto per diverse tensioni di linea, il diametro del conduttore risulta evidentemente diverso passando da una tensione all'altra.

Ciò fatto si calcolano le spire ed il diametro degli avvolgimenti secondari, tenendo presente due questioni e cioè, anzitutto che il prodotto Ns.Is non è uguale al prodotto Np.Ip essendo *N* il numero delle spire, *I* l'intensità della corrente e riferendo i pedici *s* e *p* al secondario ed al primario. In secondo luogo la tensione indotta dal primario al secondario non corrisponde realmente al valore calcolato in quanto non si sono considerate le perdite ohmiche e reattive di energia.

Per tali fatti, noto il numero di spire Np/1 che occorre avvolgere per avere una tensione di 1 V al primario, si ha praticamente

$$N_s/1 = N_p/1.1{,}05$$

In fine si procede al controllo del calcolo determinando l'ingombro degli avvolgimenti e degli isolanti e le cadute di tensioni nel primario e nei secondari.

Si passa ora ad un esempio numerico premettendo che le dimensioni di un trasformatore avente una potenza di targa diversa si ottengono molto semplicemente moltiplicando per la radice quarta del rapporto fra le due potenze in questione, le dimensioni calcolate per uno di essi. Nel caso cioè che si conoscano le dimensioni lineari di un trasformatore per 50 VA, si deducono quelle di un trasformatore per 100 VA, moltiplicando le prime per la $\sqrt{100/50}$ vale a dire per la $\sqrt{1{,}41}$.

Esempio numerico.

Dati di progetto:

tensioni primarie:

110-125-160-220 V,

tensioni e correnti secondarie:

4 V, 0,72 A (filamento bidiodo raddrizzatore AZ41),

6,3 V, 2,5 A (riscaldatori),

280+280 V, 70 mA (anodi e griglie schermo).

1. - *Si calcola la potenza complessiva fornita dai secondari Ps sommando i prodotti V.I (Volt, Ampere) relativi ad ognuno di essi. Si ha quindi:*

$Ps = (4.0{,}72) + (560.0{,}035) + (6{,}3.2{,}5) = 2{,}88 + 19{,}6 + 15{,}75 = 38{,}23$ W, per cui si può ritenere $Ps = 39$ W.

Si osserva in proposito che i due semiavvolgimenti del secondario ad A.T. sono percorsi dalla corrente soltanto durante una semialternanza della tensione alternativa. Per tale fatto l'intero avvolgimento è considerato percorso da una corrente uguale alla metà (0,035 A) di quella complessiva richiesta che è di 0,07 A.

2. - *Si fissa a priori il rendimento* η *desumendolo da dati tabellari in cui esso è considerato in funzione della potenza erogata.* Poichè il valore di η è compreso fra 0,7 e 0,85 andando da 10 W a 100 W, si considera $\eta = 0{,}8$.

3. - *Si calcola la potenza di targa (potenza apparente) con la formula* $Pt = Ps/\eta.\cos\varphi$, *in cui si pone* $\cos\varphi = 0{,}9$.

Si ha quindi, sostituendo ed eseguendo:

$$Pt = 39/0{,}8.0{,}9 = 54{,}1 \text{ W}$$

4. - *Si calcola il prodotto* Sn.Sa *con la formula*

$$Sn.Sa = P+/0{,}9$$

Si ha quindi $Sn.Sa = 54{,}1/0{,}9 = 60$

5. - *Si decide di realizzare un nucleo di forma quadrata e si sceglie una lamella del tipo precisato nella fig. 2, avente la lunghezza* $c = 60/a^3$. *Per* $a = $ cm 2,6 *si ha* $a^3 = 17{,}576$, *per cui risulta* $c = 60/17{,}576 = $ cm 3,4 *il che porta ad accettare il tipo normale che ha*

a = cm 2,6 e c = cm 4.

6. - *Si calcola il numero di spire per Volt del primario con la formula*

$$Np = \frac{10^8}{4{,}44.f.Sn.B}$$

Poichè risulta: f=50 c/s, $Sn=a^2=cm^2$ 6,76, ammettendo B=11000 gauss, sostituendo ed eseguendo si ottiene:

$$Np = \frac{10^8}{4{,}44.50.6{,}76.11000} = 6$$

7. - *Si calcolano i numeri parziali di spire del primario.* Si ha facilmente:

per 110 V, Np=6.110= 660
per 125 V, Np=6.125= 750
per 160 V, Np=6.160= 960
per 220 V, Np=6.220=1320

il che significa che si richiedono 1320 spire con presa alla 660ª (110 V), alla 750ª (125 V) ed alla 960ª (160 V).

8. - *Si calcola l'intensità della corrente che si ha nel primario e che dipende dal valore della tensione applicata.* Poichè la potenza di targa assorbita dal primario è di 54,1 W, si ha nell'ordine:

per 110 V, I=54,1/110=0,49 A,
per 125 V, I=54,1/125=0,43 A
per 160 V, I=54,1/160=0,33 A
per 220 V, I=54,1/220=0,24 A

9. - *Poichè si decide di accettare una densità di corrente di* 3 A/mm², le sezioni del filo del primario risultano nell'ordine:

per 110 V, S= I/3=0,49/3=0,16 mm²
per 125 V, S=0,43/3=0,14 mm²
per 160 V, S=0,33/3=0,11 mm²
per 220 V, S=0,24/3=0,08 mm²

10. - *Si calcolano quindi i diametri corrispondenti applicando la formula:*

$$d=\sqrt{4.S}$$

Si ha pertanto, successivamente:

per 110 V, I=0,49 A, d= $\sqrt{4.0{,}16}$=0,8 mm
per 125 V, I=0,43 A, d= $\sqrt{4.0{,}14}$=0,74 mm
per 160 V, I=0,33 A, d= $\sqrt{4.0{,}11}$=0,66 mm
per 220 V, I=0,24 A, d= $\sqrt{4.0{,}08}$=0,56 mm

il che significa che per agevolare la costruzione si possono adoperare i seguenti diametri:

0,75 mm per 0-110 V e per 110-125 V,
0,60 mm per 125-160 V e per 160-220 V.

11. - *Si calcola il numero di spire che occorre avvolgere per avere una tensione secondaria di* 1 V. Poichè risulta Ns/1 =Np/1.1,05, essendo Np/1=6, si ha

Ns/1=6.1,05=6,3

12. - *Si calcolano i numeri di spire dei secondari.*

per 4 V, Ns=6,3.4=25,2
per 6,3 V, Ns=6,3.6,3=39,6
per 280 V, Ns=6,3.280=1764

13. - *Si calcolano le sezioni dei conduttori.* Per $\delta=3$ A/mm², si ha nell'ordine:

per 0,72 A, (4 V): s=0,72/3=0,24 mm²
per 2,5 A, (6,3 V): s=2,5/3=0,83 mm²
per 0,035 A, (280 V): s=0,035/3=0,011 mm.²

14. - *I diametri dei conduttori risultano rispettivamente*

per 4 V, d= $\sqrt{4.0{,}24}$=0,98 mm
per 6,3 V, d= $\sqrt{4.0{,}83}$=1,8 mm
per 280 V, d= $\sqrt{4.0{,}011}$=0,20 mm

Con ciò si hanno i dati per costruire il trasformatore che è bene però far precedere da un calcolo di controllo per quanto riguarda almeno l'ingombro degli avvolgimenti. A tale scopo si calcola anzitutto il numero di spire per strato evidentemente in relazione al valore di *c* (fig. 2), dal quale bisogna però togliere l'ingombro occupato dal rocchetto e che può considerarsi uguale a 3 mm. Si ha pertanto:

numero di spire per strato=(c—3)/d in cui *c* e *d*, essendo quest'ultimo il diametro del conduttore, sono evidentemente espressi in mm.

Poichè si è visto che è c=40 mm e che *d* risulta di 0,75 mm per la frazione compresa fra 0 e 125 V, si hanno in uno strato (40—3)/0,75=49 spire, per cui si richiedono 750/49 = 16 strati con uno spessore complessivo di 16.0,75=12 mm. D'altra parte con il filo da 0,6 mm si possono avvolgere (40—3)/0,6=61 spire per strato; poichè si hanno complessivamente 1320-750=570 spire, occorrono 570/61=10 strati con uno spessore complessivo di 6 mm circa. Si ha pertanto uno spessore totale di 18 mm per il solo primario, ivi compresi tre fogli da 5/100 interposti in corrispondenza delle tre prese intermedie.

Per i secondari si ha, analogamente:

a) per 4 V, 0,72 A, filo da 1 mm compreso l'isolante; spire per strato (40-3)/1=37 e pertanto superiori a quelle richieste;

b) per 6,3 V, 2,5 A, filo da 1,85 mm; spire per strato 37/1,85=20, per cui occorrono due strati (spire totali 39½) con uno spessore complessivo di 3,7 mm;

c) per 280 V, 0,035 A, spire per strato 37/0,2=185, per cui occorrono (1764.2)/185=19 strati che occupano uno spessore di di 19.0,2=3,8 mm. Si ha pertanto uno spessore complessivo uguale a

1+3,7+3,8=7,6 mm

che si aggiungono ai 18 mm del primario portando lo spessore totale degli avvolgimenti a 25,6 mm e pertanto non accettabile in conseguenza al fatto che la finestra ha una larghezza di 26 mm e che occorre prevedere lo spessore del cartoccio e quello degli isolanti. Si tratta pertanto di ricorrere ad una lamella avente una lunghezza *c* (fig. 3) più elevata. Il tipo di lamella riportato nella fig. 3, è costruito tra l'altro con le seguenti misure: *a*=2,2 cm, *b*=2 cm, *c*=4,3 mm per cui, essendo uguale a b.c=2.4,3=8,6 cm² la superficie della finestra destinata agli avvolgimenti: (Sa), e dovendo avere

Sn.Sa=V.I/0,9

si può scrivere:

Sn.8,6=54,1/0,9

essendo uguale a 54,1 W la potenza apparente assorbita dal primario. Si ha quindi:

Sn=60/8,6=6,9 cm²

ossia praticamente 7 cm², per cui essendo a=2,2 cm, lo spessore del nucleo risulta uguale a 3,18 cm. Il valore di Sn, così calcolato è adoperato nell'espressione

$$Np = \frac{V.10^8}{4{,}44.f.Sn.B}$$

con la quale si calcola il numero delle spire del primario. Ciò significa che occorre ripetere il calcolo in questione per avere dei dati costruttivi realmente accettabili.

Ricevitore a supereterodina. Tubi 6A8, 6K7, 6Q7, 6V6, 5Y3.

Sig. A. Malinverni, Padova.

Per ragioni di brevità e per evitare di ripetere quanto si è detto più volte su queste pagine a proposito della classica disposizione a quattro tubi, che è qui necessariamente adottata, si espongono soltanto gli aspetti tecnici più rappresentativi dello schema dato in fig. 4. Si tratta pertanto di un ricevitore con stadio convertitore (T1) seguito dall'amplificatore della frequenza intermedia (T2) e da due rivelatori (T3) uno dei quali serve per ricavare la tensione a B.F., mentre con l'altro si ottiene la tensione del c.a.s. Questi è fatto funzionare con un potenziale di ritardo di —3 V, ricavata dal —A.T. e che rappresenta anche il potenziale fisso di polarizzazione dei tubi T1 e T2. Dopo il rivelatore si ha il triodo del tubo T3 per amplificare la tensione a frequenza acustica e quindi il tetrodo a fascio elettronico T4 con il quale si va all'altoparlante per tramite del trasformatore di uscita 31. Il regolatore manuale del tono è realizzato molto semplicemente connettendo il condensatore 27 in serie al cursore del potenziometro 26 in serie al quale è applicata la tensione di polarizzazione di —12 V, ricavata anch'essa dal —A.T.

Varianti da apportare allo schema della fig. 4 nel caso che si vogliano sostituire il tubo 6A8 (T1) con il tubo 6K8, il tubo 6Q7 (T3) con il tubo 6B8 ed il tubo 6V6 (T4) con il tubo 6L6.

Sig. Borrello Rosario, Palermo.

Le sostituzioni di cui sopra nello schema della fig. 4 devono essere fatte tenendo presente le considerazioni che seguono.

Tubo 6K8. - Le connessioni allo zoccolo del tubo 6K8 coincidono con quelle del tubo 6A8 in quanto la placca del triodo del primo perviene al piedino 6 che è connesso alla griglia anodica dell'eptodo 6A8. Le disposizioni dei circuiti esterni ed i valori degli elementi riportati nello schema in questione valgono anche per il tubo 6K8, escluso il resistore 8 di carico dell'anodo che occorre sia di 35 K-ohm anzichè di 20 K-ohm.

Tubo 6B8. - Il tubo 6B8 si distingue dal tubo 6Q7 per il fatto che si ha in esso un pentodo anzichè un triodo, oltre, beninteso, ai due diodi. Pertanto, effettuando tale sostituzione valgono ancora le connessioni dei diodi, del catodo, della griglia di controllo e dell'anodo e valgono parimenti gli elementi

adoperati nello schema della fig. 4. Per la griglia schermo (*piedino* 6) si richiede un condensatore a carta da 50.000 pF tra di essa e la massa ed un resistore da 1 M-ohm in serie al +A.T. Oltre a ciò ed in conseguenza al fatto che il tubo che segue (6L6) è del tipo ad alta sensibilità di potenza (S=6 mA/V3, giova evitare il sovraccarico dell'amplificatore di potenza ricorrendo alla controreazione a comando di tensione e cioè, molto semplicemente, interponendo fra l'anodo del pentodo 6B8 e l'anodo del tetrodo 6L6 un resistore da 1,5 M-ohm. Così facendo si diminuiscono anche le distorsioni ed i rumori propri dei tubi.

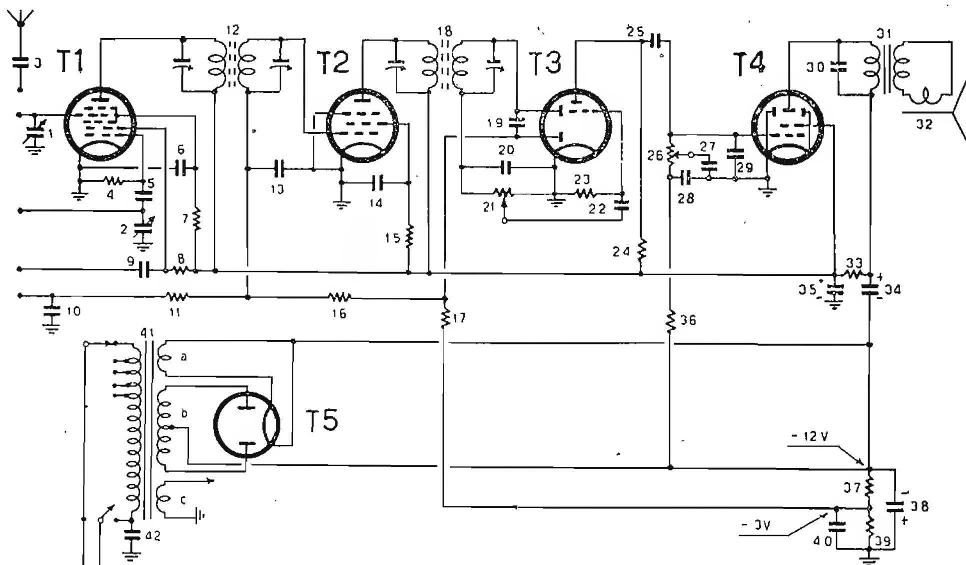


Fig. 4

TUBI - **T1** - 6A8; **T2** - 6K7; **T3** - 6Q7; **T4** - 6V6; **T5** - 5Y3. **CONDENSATORI** - **1, 2** - 2 x 420 pF; **3** - 2000 pF; **5** - 100 pF; **6, 10, 13, 14** - 50.000 pF; **9** - 500 pF; **19** - 50 pF; **20** - 100 pF; **22** - 5000 pF; **25** - 20.000 pF; **27** - 1000 pF; **28** - 0,1 micro-F; **29** - 50 pF; **30** - 5000 pF; **34, 35** - 32 micro-F, 500 V; **38** - 10 micro-F, 25 V; **40** - 0,1 micro-F; **42** - 10.000 pF. **RESISTORI** - **4** - 50 K-ohm, 1/4 W; **7** - 55 K-ohm, 1/2 W; **8** - 20 K-ohm, 1/4 W; 11 - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **15** - 90 K-ohm, 1/2 W; **16, 17** - 1 M-ohm, 1/4 W; **21** - 0 5 M-ohm; **23** - 10 M-ohm, 1/4 W; **24** - 0,25 M-ohm, 1/2 W; **26** - 0,5 M-ohm **(tono)**; **36** - 0,3 M-ohm, 1/4 W; **37** - 140 ohm, 1 W; **39** - 3 5ohm, 1/2 W; **33** - 2-5 K-ohm, 2 W. **ALTRI COMPONENTI** - **31** - trasformatore di uscita, impedenza primaria di 5000 ohm; **32** - altoparlante magnetodinamico per 4,5 W modulati massimi; **41** - trasformatore di alimentazione: **a** - 5 V, 2 A; **b** - 280 + 280 V, 75 mA; **c** - 6,3 V, 2,5 A.

Tubo 6L6. - Alquanto più complicata è invece la sostituzione del tetrodo 6V6 con il tetrodo 6L6. Se alla placca ed alla griglia schermo di quest'ultimo si applica la tensione di 250 V prevista per il tubo 6V6, l'intensità della componente continua della corrente anodica risulta uguale a 72 mA, mentre quella del tubo 6V6 è di 45 mA. Meno importante è invece l'aumento dell'intensità della corrente di griglia schermo (5 mA, anzichè 4,5 mA). Ciò significa che l'intensità complessiva della corrente erogata dal generatore anodico è ora di 72+4,5+7,5+12,5+8,7=105,2 mA, essendo di 7,5 mA quella del tubo 6B8 (Ia=6 mA, Igs=1,5 mA) di 12,5 mA quella totale del tubo 6K8 ed infine di 8,7 mA quella del tubo 6K7 (Ia=7 mA, Igs=1,7 mA). La tensione di polarizzazione del tubo 6L6 è per altro di 14 V, per cui occorre in serie al —AT una resistenza totale R=V/I=14/0,105=135 ohm. Poichè per avere la tensione di —3 V si richiede un resistore R=V/I= 3/0,105=28,5 ohm i resistori 37 e 39, attualmente di 140 ohm e di 35 ohm, devono essere sostituiti, rispettivamente, con 135—28=107 ohm e con 28,5 ohm. La potenza dissipata vale $R.I^2$ ed è uguale a $107.(0,105)^2=1,17$ W per il resistore 37, mentre risulta di 0,3 W per il resistore 39. Oltre a ciò la resistenza equivalente al carico anodico che è di 5000 ohm per il tubo 6V6 dev'essere uguale a 2500 con il tubo 6L6. Occorre pertanto provvedere a sostituire il trasformatore di uscita che dev'essere anche in grado di trasferire dal primario al secondario una potenza modulata massima di 6,5 W, anzichè di 4,5 W come si verifica con il tubo 6V6.

Per ultimo occorre considerare l'intensità della corrente che può essere erogata dall'alimentatore anodico e che occorre sia di 105 mA, come si è visto, anzichè di 75 mA. Per tale fatto i dati elettrici del trasformatore vanno così modificati: *a*—5 V, 2 A, *b*—280+280 V, 110 mA, *c*—6,3 V, 2,5 A.

Un'ultima importante avvertenza riguarda la sensibilità di potenza molto elevata del tetrodo 6L6, in conseguenza della quale si possono avere facilmente delle oscillazioni a frequenza ultraelevata. A ciò si fa fronte con un resistore da 100 ohm in serie alla griglia schermo, oppure connettendo un resistore da 10.000 ohm in serie alla griglia di controllo.

Ricevitore a supereterodina con controfase finale di pentodi EL41. Tubi: ECH42, EAF42, ECC40, EL41 (2), 5Z3, 6E5.

Sig. T. Sacchetti, Roma.

Lo schema in questione è riportato nella fig. 5. L'amplificatore di potenza eroga una potenza modulata massima di 9,4 W con una resistenza equivalente al carico tra placca e placca di 7 K-ohm. In questo stadio si rilevano anzitutto i resistori 42 e 43, il cui scopo è di prevenire la formazione delle oscillazioni, come del resto si è detto più sopra. Il potenziale di polarizzazione è ottenuto con il resistore 40 da 85 ohm, in serie ai catodi, connesso in parallelo al condensatore 41 da 50 micro-F. Questo condensatore serve ad escludere dal resistore 40 le componenti alternative delle correnti anodiche e deve avere un valore particolarmente elevato affinchè risulti trascurabile, rispetto alla resistenza 40, il valore della reattanza di esso calcolata per il periodo più lungo (frequenza più bassa) delle componenti alternative in questione. Diversamente si hanno nel circuito di autopolarizzazione due tensioni alternative, per cui si verifica una diminuzione di resa nella regione delle frequenze più basse.

L'amplificatore di potenza è preceduto dall'invertitore elettronico di fase del tipo usuale se si esclude il resistore di controreazione 38 con il quale si riporta una frazione della tensione alternativa dall'uscita all'entrata del triodo di destra. I potenziali di polarizzazione dei due triodi sono ottenuti con il resistore 29 in serie ai catodi. Manca per altro il condensatore in parallelo ad esso in quanto le componenti alternative dei due triodi risultano di fase opposta e di uguale ampiezza. L'amplificazione di tensione, vale a dire il rapporto fra ta tensione di eccitazione dei pentodi di potenza e la tensione applicata all'ingresso del triodo di sinistra è di 26,5 con distorsione totale del 2%.

La tensione di comando di questo stadio perviene da una via del commutatore di gamma con la quale si passa dal rivelatore del ricevitore ai morsetti di collegamento al pick-up (fono). In parallelo al regolatore manuale di volume (30), si è connesso il regolatore del tono, realizzato con il condensatore 31 in serie al resistore variabile 32. Il ramo in questione ha lo scopo di attenuare le frequenze più elevate dello spettro acustico ed è evidente che tale attenuazione è legata alla impedenza di questo ramo e quindi, in definitiva, al valore della resistenza 32.

Gli stadi che precedono il tubo T4 seguono l'andamento usuale salvo il circuito del c.a.s. che adopera la terza griglia del pentodo T2 per potere avere una tensione di ritardo. Occorre in proposito osservare che nel tubo EAF42 si ha un solo diodo e che non è possibile ricavare dal rivelatore una tensione addizionale ritardata di polarizzazione.

Il funzionamento di questa disposizione, per altro suggerita dal laboratorio sperimentale della Philips », si spiega come segue. I resistori 17, 15 e 16 rappresentano un sistema potenziometrico di ripartizione della tensione esistente fra il +250 V ed il —7 V ottenuto per tramite del resistore 49 in serie al —A.T. Per tale fatto in assenza della portante i tubi T1 e T2 ricevono una tensione di polarizzazione di —2 V e pertanto esattamente uguale ai valori richiesti per questi tubi. I valori delle correnti in giuoco risultano in tal caso così distribuiti: 12,5 micro-A attraverso il resistore 17, 1,9 micro-A attraverso il resistore 15 e 0,4 micro-A attraverso il resistore 19. La differenza fra tutte queste correnti vale 12,5—1,9—0,4 =10,2 micro-A e rappresenta l'intensità che si ha nel circuito della terza griglia (Ig3). Quando è presente la frequenza portante il diodo riceve una tensione a frequenza intermedia per cui all'uscita di esso, vale a dire ai capi del condensatore 20, si ha un potenziale negativo. Ciò provoca una corrente attraverso il resistore 19 che si sottrae a quella esistente nel circuito della terza griglia.

Pertanto, fino a quando sussiste questa corrente, il potenziale della terza griglia non varia in conseguenza al fatto che la resistenza interna del tratto catodo-terza griglia è molto minore di quella dei resistori 17 e 19. Per tale fatto il potenziale di polarizzazione dei tubi T1 e T2 non varia. Con

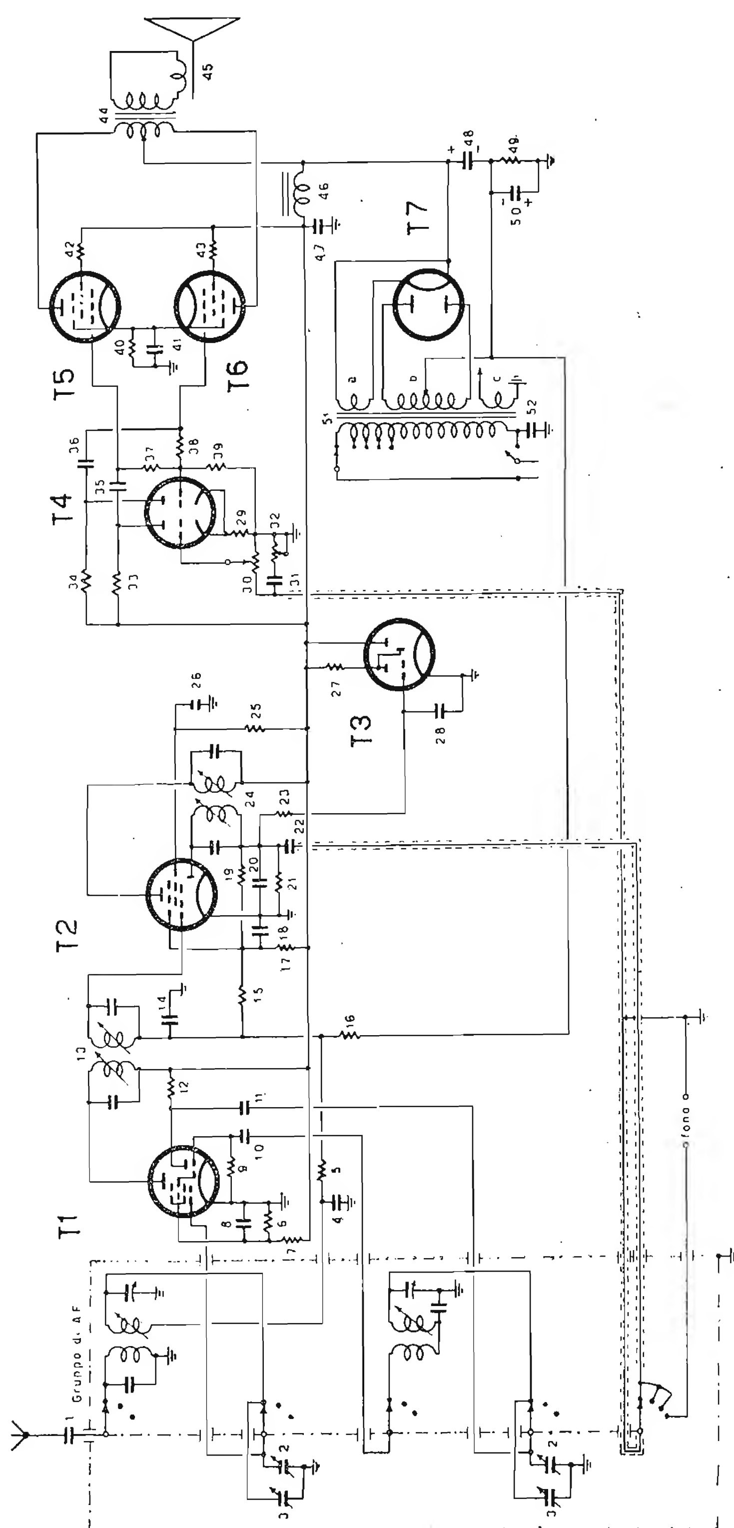


Fig. 5

TUBI - **T1** - ECH42; **T2** - EAF42; **T3** - 6E5 (EM4); **T4** - ECC40; **T5, T6** - EL41; **T7** - 5Z3 - **CONDENSATORI** - **1** - 2000 pF; **2, 3** - 2x (140+280) pF; **4, 8, 14, 26, 28** - 50.000 pF; **10** - 50 pF; **11** - 300 pF; **18, 22** - 20.000 pF; **20** - 100 pF; **31** - 1000 pF; **35, 36** - 25.000 pF; **41** - 50 micro-F, 50 V; **47** - 16 micro-F 500 V; **48** - 32 micro-F, 500 V; **50** - 50 micro-F, 25 V; **52** - 10.000 pF. - **RESISTORI** - **5** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **6** - 30 K-ohm, 1/2 W; **7** - 25 K-ohm, 1/2 W; **9** - 25 K-ohm, 1/4 W; **12** - 35 K-ohm, 1/2 W; **15** - 1,5 M-ohm, 1/4 W; **16** - 3,9 M-ohm, 1/4 W; **17** - 20 M-ohm, 1/4 W; **19** - 1,8 M-ohm, 1/4 W; **21** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **23** - 2 M-ohm 1/4 W; **25** - 90 K-ohm, 1/4 W; **27** - 1 M-ohm, 1/4 W; **29** - 1,1 Kohm, 1/2 W; **30, 32** - 1 M-ohm; **33, 34** - 0,15 M-ohm, 1/2 W; **37** - 0,41 M-ohm, 1/4 W; **38** - 0,47 M-ohm, 1/4 W; **39** - 0,22 M-ohm, 1/4 W; **41** - 85 ohm, 2 W; **42, 43** - 100 ohm 1/2 W; **49** - 63 ohm, 2 W.

ALTRI COMPONENTI. Gruppo di A. F. « **SABA** »; **13, 24** - trasformatori per la frequenza intermedia di 467 Kc/s; **44** - trasformatore di uscita per controfase di pentodi EL41; impedenza primaria di 7 K-ohm tra placca e placca; **45** - altoparlante magnetodinamico per 10 W modulati massimi di uscita; **46** - impedenza di livellamento 12 H, 120 mA; **51** - trasformatore di alimentazione: **a** - 5 V, 3 A; **b** - 280+280 V, **c** - 6,3 V, 3 A.

il crescere della tensione a frequenza intermedia applicata al diodo, aumenta l'intensità della corrente attraverso il resistore 19 e diminuisce, in conseguenza, quella della corrente della terza griglia (Ig3). Quando è Ig3 = 0 l'intensità della corrente che attraversa il resistore 19 è di 10,8 micro-A per cui si stabilisce ai capi di esso una tensione uguale a $10{,}8.10^{-6}.1{,}8.10^{6} = 19{,}4$ V che rappresenta il valore massimo che si ha ai capi del resistore di carico 21. Se la tensione a frequenza intermedia è modulata con una profondità del 30 %, ai capi del resistore 21 si ha una tensione efficace uguale a 4,1 V, per altro già sufficiente a ricavare la massima potenza da un pentodo EL41. In queste condizioni la resistenza interna catodo-terza griglia risulta pressochè infinita ed un ulteriore aumento della corrente attraverso il resistore 19 si traduce in una diminuzione della corrente che attraversa la resistenza 15. Da qui la presenza di una tensione addizionale di polarizzazione che si aggiunge al potenziale iniziale ricavato ai capi del resistore 16.

Il tubo T2 è preceduto dal tubo T1 che ha il compito di effettuare il cambiamento delle frequenze portanti nella frequenza intermedia. La disposizione di questo stadio è per altro classica e si distingue per l'alimentazione in parallelo dell'anodo del triodo e pr la connessione di esso al circuito oscillatorio, spesso erroneamente collegato alla griglia di controllo.

Impianti di alimentazione per laboratori.

Sig. R. Fulcone, Roma.

Per poter affrontare il lavoro di collaudo e di riparazione si richiedono delle tensioni e delle correnti alternate e continue. Le prime si ricavano dalla rete mediante i trasformatori e gli autotrasformatori e riguardano, rispettivamente, i valori richiesti dai riscaldatori dei catodi e quelli delle linee di distribuzione dell'energia elettrica. In tale campo si dimostrano anche utili i valori più spesso usati per l'alimentazione anodica dei tubi raddrizzatori. La tensione alternata molto elevata (1-2 KW) che si richiede per le prove di isolamento, può essere ricavata da un generatore autoeccitato, anzichè dalla rete, per evitare di sottoporre l'operatore ad un grave pericolo, del resto già importante con i valori di linea.

Le tensioni e le correnti continue si ottengono invece mediante alimentatori adeguati e pertanto caratterizzati dai diversi requisiti riguardanti:

1) i valori delle tensioni e delle correnti disponibili che devono consentire di far fronte ai diversi casi pratici;

2) la possiblità di poter variare il valore della tensione continua;

3) la necessità che tale tensione risulti indipendente dalle inevitabili variazioni della tensione a c.a. e da quelle dell'intensità della corrente erogata.

Per poter variare la tensione continua si adopera il *reostato elettronico*, mentre per avere la stabilità richiesta si adoperano i *tubi a gas*. Da qui appunto l'aspetto dello schema dato in fig. 6 in cui si comprendono tre alimentatori. I primi due sono destinati a fornire le tensioni di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo; il terzo è adoperato per sostituire la batteria di accumulatori alla quale si collegano i ricevitori per autoveicoli.

Il primo alimentatore può dare una tensione comunque compresa fra 150 V e 400 V. La massima intensità della corrente erogata dipende dalla potenza che può essere dissipata in calore dagli anodi dei tubi T2 e T3. Essa è pertanto di 125 mA adoperando due pentodi PE06/40N *Philips* (Vf=6,3 V, If =1,3 A) che possono dissipare una potenza di 25 W ciascuno. Se si sostituiscono questi due tubi con il pentodo PE 1/100 del medesimo costruttore, si può avere con 400 V una corrente di 45/400=112 mA essendo appunto uguale a 45 W la massima potenza dissipabile sull'anodo. Per quanto riguarda lo schema di questo alimentatore si osserva subito che esso può suddividersi in quattro parti riguardanti, rispettivamente, il *raddrizzatore*, il *filtro di livellamento*, il *reostato elettronico*, ed il *tubo stabilizzatore*.

Il raddrizzatore è del tipo ad onda intera e riceve dal secondario b la tensione alternata di 450+450 V (120 mA). Il tubo T1 previsto è il bidiodo AZ4 (Vf=4 V, If=2,3 A) della « Philips », che può erogare una corrente massima di 150 mA applicando agli anodi la tensione di 400 V. Diversamente si possono anche adoperare due tubi AZ41 in parallelo che pos-

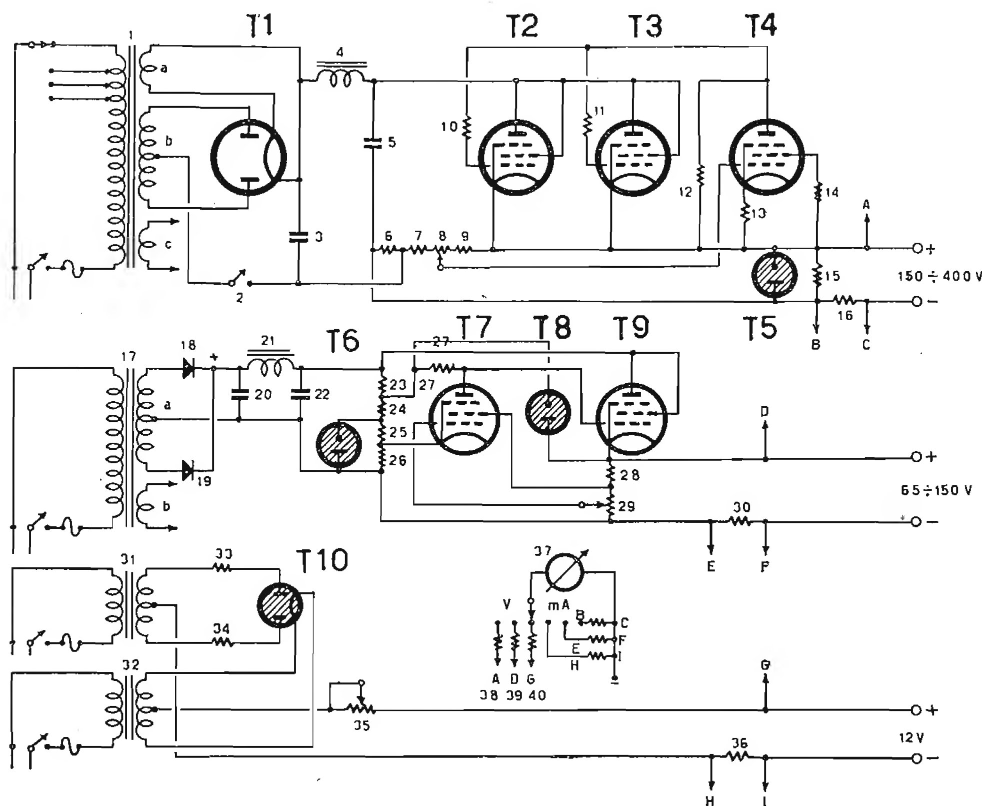


Fig. 6

T1 - AZ4; **T2, T3** - PE 06/40; **T4** - EF; **T5** - 85A2 **(Philips); T6** - 85A2; **T7** - EF6; **T8** - 85A2; **T9** - EL41; **T10** - 367 **(Philips).** **1: a** - 4 V, 2,3 A; **b** - 450 + 450 V, 120 mA; **c** - 6,3 V, 3 5 A; **2** - interruttore A.T.; **3** - 8 micro-F, 1000 V, in olio; **4** - 12 H, 120 mA, 250 ohm; **5** - 16 micro-F, 600 V; **6** - 50 ohm; **7** - 25 K-ohm; **8** - 0,1 M-ohm; **9** - 0,25 M-ohm; **10, 11** - 2500 ohm; **12** - 0,1 M-ohm; **13** - 0,08 M-ohm; **14** - 0,4 M-ohm; **15** - 50 K-ohm, 5 W; **16** - shunt per 150 mA; **17: a** - 2 x 200 V, 50 mA; **b** - 6,3 V 3,5 A; **18, 19** - raddrizzatori di selenio, 200 V, 50 mA; **20, 22** - 8 micro-F, 250 V; **21** - 12 H, 50 mA, 250 ohm; **23** - 8,5 K-ohm; **24** - 10 K-ohm; **25, 26** - 2 K-ohm; **27** - 0,5 M-ohm; **28** - 2800 ohm, 10 W; **29** - 2 K-ohm, a filo; **30** - shunt per 50 mA; **31** - 2 x 18 V, 6 A; **32** - 1,85 V, 8A; **33, 34** - 1 ohm, 30 W; **35** - 6 ohm, 30 W; **38, 39, 40** - resistenze addizionali; **36** - shunt per 5 A.

sono erogare una corrente massima di 60+60=120 mA. Il filtro di livellamento che segue è del tipo usuale.

La tensione che si ha all'uscita del filtro è applicata alle placche dei tubi T2 e T3 i cui catodi sono connessi al morsetto di uscita. Il valore di questa tensione dipende da quello della resistenza interna dei tubi T2 e T3 e può essere modificata facendo variare il potenziale di polarizzazione. Ciò è ottenuto per tramite del tubo T4, la cui griglia di comando riceve una tensione di polarizzazione variabile per tramite del potenziometro 8. Avviene pertanto che con il crescere della tensione negativa in questione diminuisce l'intensità della corrente anodica e diminuisce anche, in conseguenza, la caduta di tensione che si verifica ai capi del resistore di carico 12. Questa tensione rappresenta in sostanza il potenziale di polarizzazione dei tubi T2 e T3 per cui, risultando esso diminuito (cioè meno negativo), diminuisce anche la resistenza interna di essi ed aumenta la tensione ricavata ai morsetti di uscita. Da qui la regolazione elettronica prevista e la possibilità di far fronte anche alle variazioni della tensione alternata. Ciò è spiegato molto facilmente dal fatto che quando cresce la tensione all'uscita del filtro, cresce anche la tensione anodica del tubo T4 per cui aumenta la caduta di tensione ai capi del resistore 12 ed aumenta anche, in conseguenza, la tensione di polarizzazione dei tubi T2 e T3. Segue quindi un aumento della resistenza interna di essi che si oppone alla variazione intervenuta. Affinchè si verifichi però esattamente questo stato di cose occorre fissare il potenziale di riferimento del tubo T4, il che è infatti ottenuto con il tubo a gas T5.

Il secondo alimentatore è destinato a fornire una tensione compresa fra 65 V e 150 V e s'intende destinato, più precisamente, all'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei ricevitori portatili. Si hanno ovviamente anche qui un *raddrizzatore ad onda intera*, un *filtro passa-basso*, un *reostato elettronico* ed un *tubo stabilizzatore*. Il funzionamento dell'insieme è così spiegato. Il reostato elettronico T9 è collegato in derivazione all'uscita del filtro. La tensione per il *carico* è ricavata dal catodo e dipende dal valore della tensione di polarizzazione, cioè in definitiva dalla caduta di tensione che si ha ai capi del resistore 27 e che è legata al potenziale di griglia del tubo T7. Quando diminuisce il valore assoluto di questa tensione, aumenta infatti l'intensità della corrente anodica ed aumenta anche la tensione ai capi del resistore 27, per cui, aumenta anche la tensione di polarizzazione del tubo T9 e che è di segno negativo andando dalla griglia al catodo. Per tale fatto diminuisce la tensione ricavata dal catodo del tubo T9. Il tubo a gas T8 serve ad impedire che le variazioni della tensione esistente all'uscita del filtro di livellamento siano risentite dal circuito di griglia del tubo T9. Altrettanto è ottenuto con il tubo T5 per quanto riguarda il circuito di griglia del tubo T7. I due resistori 25 e 26 di ripartizione della tensione stabilizzata dal tubo T6 consentono di raggiungere un potenziale minimo fra griglia e catodo di 20 V. Se ad esso si somma la tensione minima che può aversi tra il catodo e l'anodo del tubo 27 e che è di 45 V, si ottiene il valore minimo del potenziale misurato tra i morsetti di uscita e che è pertanto uguale a 65 V.

Il terzo alimentatore serve invece, come si è detto, per sostituire la batteria di accumulatori da 12 V alla quale si connettono i ricevitori per autoveicoli. Poichè con esso oltre all'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo si deve provvedere anche a quella dei riscaldatori dei catodi, occorre avere una corrente non inferiore a 4 A e pertanto ricavabile soltanto da un tubo a gas.

Nel caso in questione si è previsto il tipo 367 della « *Philips* » (Vf=1,85 V, If=8 A) che può fornire una corrente massima di 6 A. Particolare rilievo meritano le dimensioni, necessariamente importanti di questo tubo, che ha 81 mm di diametro e 170 mm di altezza

Per ultimo si fa osservare il controllo strumentale dei tre alimentatori affidato, molto semplicemente, ad uno strumento da 1 mA di portata connesso a tre resistori addizionali (38, 39, 40) ed a tre shunts (16, 30, 36) per tramite di un commutatore a sei posizioni. Un altro strumento non riportato nello schema, ma che si dimostra sempre molto utile, riguarda il controllo della tensione di linea.

Condizioni di funzionamento di un controfase di triodi 2A3 in classe AB.

Sigfl R. N., Milano.

I dati di funzionamento dello stadio in questione possono essere stabiliti come segue:

tensione di alimentazione degli anodi: 300 V,
intensità della corrente anodica di riposo: 2x40 mA,
tensione del generatore separato di polarizzazione: —62 V,
resistenza equivalente al carico anodico: 3 K-ohm
potenza di uscita: 15 W,
distorsione complessiva: 2,5%

Per altro nel caso che la tensione di polarizzazione sia ottenuta con un resistore da 780 ohm, connesso tra la massa ed il centro elettrico del secondario di accensione, si ottiene una potenza di uscita di 10 W con un carico di 5000 ohm tra placca e placca. La distorsione complessiva è però ugaule, in tal caso, al 5%.

A. Struttura, funzionamento ed impiego dell'enneodo EQ80, costruito dalla «. Philips ».

B. Antenne collettive per TV.

Sig. F. Giammei, Roma.

Il tubo EQ80 ha nove elettrodi (fig. 7) ed è stato realizzato dalla « *Philips* » per risolvere il problema della limitazione di ampiezza e della discriminazione di frequenza. Si è voluto cioè sostituire con questo tubo il classico rivelatore a rapporto con il quale si ricava la modulante quando essa è affidata alla frequenza, ottenendo di escludere contemporaneamente le variazioni di ampiezza provocate dai disturbi. Oltre a ciò il tubo EQ80 può essere adoperato per amplificare una tensione a frequenza acustica.

Le griglie si distinguono con numerazione crescente andando dal catodo all'anodo. La griglia 1 riceve una tensione

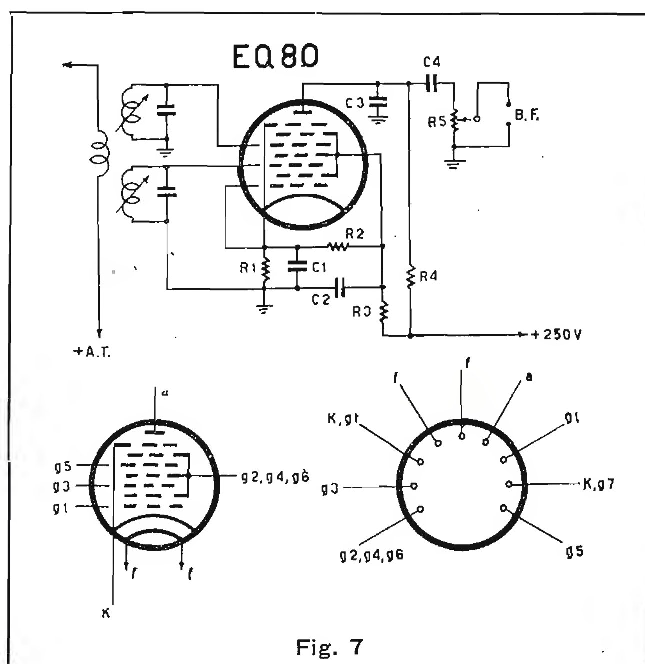


Fig. 7

costante, per lo più uguale a quella del catodo, ed ha lo scopo di determinare l'intensità massima della corrente anodica. Le griglie 2, 4 e 6 sono interposte fra le griglie di comando 3 e 5 e ricevono una tensione positiva, rispetto al catodo, di 20 V. Per tale fatto esse costituiscono le griglie schermo del sistema elettronico. L'ultima griglia, cioè la 7, è connessa al catodo ed ha lo scopo di sopprimere l'effetto dell'emissione secondaria.

Il tubo EQ80 è adoperato, come si è detto, negli *stadi discriminatori* (rivelatori per FM), ma può servire anche per *amplificare una tensione a frequenza acustica* e per realizzare il *controllo automatico della frequenza di riga dei televisori*. Per ricavare la tensione a frequenza acustica da una tensione modulata in frequenza ed ottenere nel contempo la limitazione di ampiezza, si fa lavorare il tubo nel modo precisato dalla fig. 8. Le variazioni di ampiezza provocate dai disturbi e che si rilevano nelle tensioni applicate alle griglie 3 e 5 per tramite dei relativi circuiti oscillanti, non sono risentite dall'intensità della corrente anodica in conseguenza al medesimo principio di interazione che si verifica fra l'anodo e la griglia schermo di un pentodo. Si ha cioè una curva caratteristica Ia, Va con tratto rettilineo molto esteso che dimostra un trascurabile aumento della corrente anodica con il crescere della tensione applicata all'anodo. Nell'enneodo EQ80 l'intensità della corrente anodica dipende dai valori delle tensioni applicate alle griglie 3 e 5. Pertanto quando queste tensioni aumentano, aumenta anche l'intensità della corrente anodica ma soltanto fino a quando le tensioni d'ingresso raggiungono un valore efficace di 8 V. (*Continua*)